

**TOLERANZBANDREGELUNG MIT OPTIMALER STELL-  
GRÖSSENAUSWAHL FÜR NETZRÜCKWIRKUNGSARME  
EINPHASEN-STROMRICHTER**

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor-Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr-Universität Bochum

von

**Hans Gottfried Klinger**

Friedrichskoog III

Bochum 1978

**1979**







**TOLERANZBANDREGELUNG MIT OPTIMALER STELL-  
GRÖSSENAUSWAHL FÜR NETZRÜCKWIRKUNGSARME  
EINPHASEN-STROMRICHTER**

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines  
Doktor-Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik  
an der Ruhr-Universität Bochum

von

**Hans Gottfried Klinger**  
Friedrichskoog III

Bochum 1978



Dissertation eingereicht am: 9.11.1978

Tag der mündlichen Prüfung: 8.2.1979

Referent: Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. H.Ch. Skudelny

Die vorliegende Arbeit ist entstanden während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektrischer Energie der Ruhr-Universität in Bochum.

Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Depenbrock gilt mein besonderer Dank. Er hat diese Arbeit betreut und sie durch viele Anregungen und sein stetiges Interesse maßgebend gefördert.

Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Ch. Skudelny von der Technischen Hochschule Aachen danke ich sehr für die Übernahme des Korreferats.



Digitized by the Internet Archive  
in 2026

## Inhaltsverzeichnis

|                                                                                                                                    | Seite |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| 1 Einleitung                                                                                                                       | 7     |
| 1.1 Vorbetrachtung                                                                                                                 | 7     |
| 1.2 Grundschtaltung                                                                                                                | 8     |
| 1.3 Aufgabenstellung                                                                                                               | 13    |
| 2 Analyse der Grundschtaltung                                                                                                      | 15    |
| 2.1 Allgemeines und Normierung                                                                                                     | 15    |
| 2.2 Sekundärkreis und Last                                                                                                         | 17    |
| 2.3 Primärkreis und Übertrager                                                                                                     | 22    |
| 3 Entwurf einer Regeleinrichtung für eine Stromrichterschaltung 27<br>mit n-stufigem Übertrager                                    |       |
| 3.1 Allgemeines                                                                                                                    | 27    |
| 3.2 Sekundärkreisregelung                                                                                                          | 30    |
| 3.2.1 Allgemeines                                                                                                                  | 30    |
| 3.2.2 Störgrößenaufschaltung und Selbstregelleffekt                                                                                | 32    |
| 3.2.3 Gleichspannungsregler                                                                                                        | 36    |
| 3.2.4 Zusammenfassung der Sekundärkreisregelung                                                                                    | 44    |
| 3.3 Primärkreisregelung                                                                                                            | 45    |
| 3.3.1 Allgemeines                                                                                                                  | 45    |
| 3.3.2 Netzstromregelung mit optimaler Stellgrößenauswahl                                                                           | 46    |
| 3.4 Zusammenfassung der Regel- und Steuereinrichtung                                                                               | 51    |
| 4 Steueranpassungen für mehrstufige Stromrichterschaltungen                                                                        | 52    |
| 4.1 Allgemeines                                                                                                                    | 52    |
| 4.2 Zweistufige Stromrichterschaltungen                                                                                            | 52    |
| 4.2.1 Zwei-Quadrant-Stromrichterschaltung ( 2Q-St )                                                                                | 52    |
| 4.2.2 Vier-Quadrant-Stromrichterschaltung ( 4Q-St )                                                                                | 54    |
| 4.3 Vierstufige Stromrichterschaltung durch netzseitige Reihen- 56<br>schaltung eines ( 2Q-St ) und eines ( 4Q-St ) bzw. ( 2Q-St ) |       |
| 4.4 Mehrstufige Stromrichterschaltungen durch netzseitigen 53<br>Parallelbetrieb mit einem Gleichspannungszwischenkreis            |       |

|                                                                                                                                      |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 4.5 Mehrstufige Stromrichterschaltungen durch netzseitigen Parallelbetrieb mit mehreren selbständigen Gleichspannungszwischenkreisen | 55  |
| 5 Überprüfung der Ergebnisse durch Analogrechnersimulation                                                                           | 73  |
| 5.1 Allgemeines                                                                                                                      | 73  |
| 5.2 Dimensionierung der Stromrichterschaltung                                                                                        | 73  |
| 5.3 Regel- und Steuereinrichtung                                                                                                     | 78  |
| 5.3.1 Allgemeines                                                                                                                    | 78  |
| 5.3.2 Schaltungsaufbau                                                                                                               | 78  |
| 5.4 Analogrechnersimulation mit angekoppelter Regel- und Steuereinrichtung                                                           | 81  |
| 5.4.1 Analogrechnerprogrammierung und Anpassung                                                                                      | 81  |
| 5.4.2 Zweistufiger 4Q-St - Betrieb                                                                                                   | 84  |
| 5.4.3 Vierstufiger 4Q-St - Gruppenbetrieb                                                                                            | 85  |
| 5.4.4 Achtstufiger Gruppenparallelbetrieb                                                                                            | 93  |
| 6 Netzurückwirkungen                                                                                                                 | 95  |
| 6.1 Allgemeines                                                                                                                      | 95  |
| 6.2 Verzerrungsstrom, Frequenzspektren und psophometrischer Störstrom                                                                | 96  |
| 6.3 Netzseitige Oberschwingungsfilter                                                                                                | 103 |
| 6.3.1 Allgemeines                                                                                                                    | 103 |
| 6.3.2 Aktive Filterdämpfung                                                                                                          | 105 |
| 6.4 Sondermaßnahmen zur Netzbeeinflussung                                                                                            | 110 |
| 6.4.1 Speisung des Magnetisierungsstromes vom Sekundärkreis                                                                          | 110 |
| 6.4.2 Netzspannungsregelung                                                                                                          | 112 |
| 7 Zusammenfassung                                                                                                                    | 113 |
| Anhang                                                                                                                               | 116 |
| Literaturverzeichnis                                                                                                                 | 123 |
| Formelzeichen und Begriffe                                                                                                           | 125 |
| Lebenslauf                                                                                                                           | 128 |

## 1 Einleitung

### 1.1 Vorbetrachtung

Bei der fortschreitenden Entwicklung leistungsstarker elektrischer Antriebe finden in zunehmendem Maße Drehstrom-Induktions-Motoren Verwendung, die über selbstgeführte Stromrichter aus Gleichspannungszwischenkreisen oder Gleichstromzwischenkreisen versorgt werden. Die Einspeisung dieser Zwischenkreise kann über Gleichrichterschaltungen aus Wechsel- bzw. Drehspannungsnetzen erfolgen. Herkömmliche Gleichrichterschaltungen mit netzgeführten Stromrichtern erzeugen neben einem Grundswingungsblindstrom höher harmonische Oberswingungsblindströme. Diese Blindstromkomponenten verursachen Spannungsabfälle an den in der Regel ohmsch-induktiven Netzimpedanzen. Die dadurch bedingten Spannungsänderungen an den Einspeisepunkten werden im allgemeinen als Netzurückwirkungen bezeichnet. Speziell bei der Versorgung aus Netzen mit nicht vernachlässigbaren Leitungsimpedanzen, z.B. dem Einphasenbahnnetz, sind diese Blindströme unerwünscht, da sie neben zusätzlichen Verlusten auf den Netzleitungen zu Spannungsabsenkungen und Spannungsverzerrungen und damit möglicherweise zu Störungen anderer Verbraucher führen.

Ein Schaltungsprinzip, das eine nahezu netzurückwirkungsfreie Gleichrichtung ermöglicht, ist bekannt. / 1 /

Nach diesem Prinzip arbeitende Stromrichterschaltungen beziehen aus dem speisenden Wechselspannungsnetz einen nahezu sinusförmigen Wechselstrom und geben aus einem nachgeschalteten Gleichspannungs- bzw. Gleichstromzwischenkreis an einen Verbraucher glatten Gleichstrom bei nahezu glatter Gleichspannung ab. Die regel- und steuerungstechnische Untersuchung derartiger netzurückwirkungsarmer Stromrichterschaltungen ist Bestandteil dieser vorliegenden Arbeit.

## 1.2 Grundsaltung

Das in / 1 / vorgestellte Schaltungsprinzip geht davon aus, daß durch selbstgeführte Stromrichterventilzweige Zweitore aufgebaut werden können, die einen Übertrager mit stufig einstellbarem Übersetzungsverhältnis verwirklichen. Bild 1.2/1 und Bild 1.2/2 zeigen zwei Übertragergrundsaltungen.

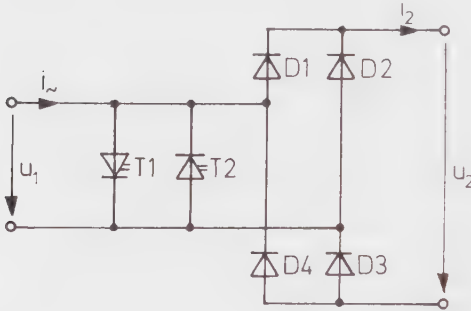


Bild 1.2/1 Zwei-Quadrant-Steller

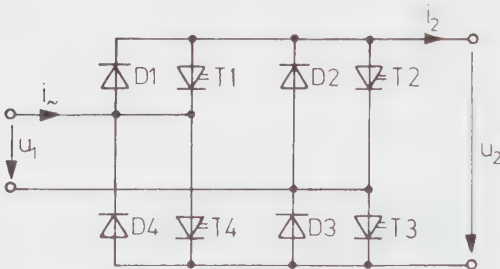


Bild 1.2/2 Vier-Quadrant-Steller

In Analogie zu einem idealen Transformator sind durch die Angabe eines Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}(t)$

$$\ddot{u}(t) = \frac{i_2(t)}{i_{\sim}(t)} = \frac{u_1(t)}{u_2(t)} \quad (1.2/1)$$

die Strom- bzw. Spannungsbeziehungen zwischen dem Eingangstor - Index 1,  $\sim$  und dem Ausgangstor - Index 2 - gekennzeichnet.

Beim Zwei-Quadrant-Steller in Bild 1.2/1 kann das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}(t) = 0$  durch Zünden der löschraren Ventilzweige T1 bzw. T2 erreicht werden. Es gilt dann

$$i_2 = 0 ; u_1 = 0 ; \ddot{u} = 0 . \quad (1.2/2)$$

Wird das stromführende Ventil des Kurzschlußzweiges gelöscht, so führen bei positivem Strom  $i_{\sim}$  ausschließlich die Ventile D1 und D3 den Strom.

$$i_2 = i_{\sim} ; u_1 = u_2 ; \ddot{u} = 1 . \quad (1.2/3)$$

Entsprechend leiten die Ventile D2 und D4 bei negativem Strom  $i_{\sim}$ . Es gilt dann während dieses Zustandes

$$i_2 = -i_{\sim} ; u_1 = -u_2 ; \ddot{u} = -1 . \quad (1.2/4)$$

Durch eine Pulsbreitenmodulation der Dauer der diskreten Übersetzungsstufen  $\ddot{u}(t) = 1, 0$  bzw.  $\ddot{u}(t) = -1, 0$  lassen sich beliebige Übersetzungsverhältnisse  $|\ddot{u}(t)| \leq 1$  annähern. Beim Zwei-Quadrant-Steller in Bild 1.2/1 kann der Strom nur in positiver Zählrichtung fließen, der Augenblickswert der Leistung kann deshalb bei  $u_2 \geq 0$  nur größer oder gleich null sein.

$$p(t) = u_2(t) \cdot i_2(t) = u_1(t) \cdot i_{\sim}(t) \geq 0 . \quad (1.2/5)$$

Diese Bedingung entfällt beim Vier-Quadrant-Steller in Bild 1.2/2 . Hier kann über zwei löschraren Ventilzweige der Strom  $i_2$  auch entgegengesetzt zur positiven Zählrichtung fließen, d.h. der

Augenblickswert der Torleistung kann auch negativ werden. Die Energie fließt dann von der Sekundärseite zur Primärseite. Diese beiden als zweistufig bezeichneten Übertragerschaltungen ( n-stufige Übertrager haben n+1 Übersetzungswerte ) können als Übertrager mit zeitvarianter Übersetzung bei der in Bild 1.2/3 aufgezeigten Grundschaltung eingesetzt werden.

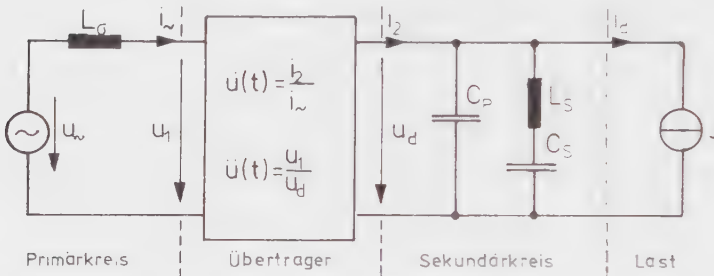


Bild 1.2/3 Grundschaltung

Über eine Kopplungsdrossel  $L_G$  verbindet der Übertrager die speisende Wechselspannung  $u_w$  mit einem Gleichspannungszwischenkreis, bestehend aus einem Stützkondensator  $C_p$  und einem auf die zweifache Netzfrequenz abgestimmten Reihenschwingkreis  $L_s, C_s$ . Die Last wird durch eine steuerbare Stromsenke dargestellt, deren Leistung  $p_d = u_d \cdot i_d$  ist. Zur Erläuterung der prinzipiellen Wirkungsweise soll das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}(t)$  des Übertragers als stetig steuerbar und die Gleichspannung  $u_d$  als konstant vorausgesetzt werden. Unter der Annahme einer mit der Netzkreisfrequenz  $\omega_w$  schwingenden Wechselspannung  $u_w = \hat{u}_w \cdot \sin \omega_w t$  ergibt sich ein sinusförmiger Netzstrom

$$i_w = \hat{i}_{w_s} \cdot \sin \omega_w t - \hat{i}_{w_c} \cdot \cos \omega_w t = \hat{i}_w \cdot \sin (\omega_w t - \varphi) \quad (1.2/6)$$

dann, wenn die Übertragereingangsspannung  $u_1(t)$  ebenfalls einen

sinusförmigen Verlauf hat.

$$u_1 = u_{\sim} - L_{\sigma} \frac{d}{dt} i_{\sim} = \hat{u}_1 \sin(\omega_{\sim} t - \vartheta). \quad (1.2/7)$$

Bild 1.2/4 veranschaulicht diesen Sachverhalt anhand eines Zeigerbildes der Primärgrößen.

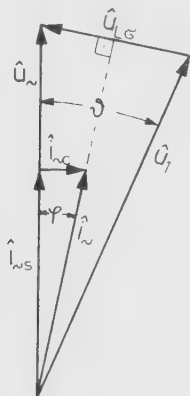


Bild 1.2/4

Amplitudenzeigerbild der Primärgrößen

Aus  $\ddot{u}(t) = \frac{u_1}{u_d}$  und  $u_d = U_{dN} = \text{konst.}$  folgt das Übersetzungsverhältnis zu

$$\ddot{u}(t) = \frac{\hat{u}_1}{U_{dN}} \sin(\omega_{\sim} t - \vartheta). \quad (1.2/8)$$

Unter der Annahme eines idealen Übertragers, der keine Energiespeicher enthalten und verlustfrei arbeiten soll, stimmen die Augenblickswerte der Leistung am Eingangstor und Ausgangstor überein.

$$p_1(t) = u_1(t) \cdot i_{\sim}(t) = U_{dN} i_2(t). \quad (1.2/9)$$

Der Sekundärstrom  $i_2$  ergibt sich somit zu

$$i_2(t) = \frac{u_1(t) \cdot i_{\sim}(t)}{U_{dN}} = \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_{\sim}}{U_{dN}} \cdot \sin(\omega_{\sim} t - \varphi) \cdot \sin(\omega_{\sim} t - \phi), \quad (1.2/10)$$

Ausgedrückt in den Größen des Netzstromes und der Netzspannung folgt für den Sekundärstrom  $i_2$

$$\begin{aligned} i_2 = & \frac{\hat{i}_{\sim s} \cdot \hat{u}_{\sim}}{2 U_{dN}} - \left( \frac{\hat{i}_{\sim s} \cdot \hat{u}_{\sim}}{2 U_{dN}} - \frac{\omega_{\sim} L_G \hat{i}_{\sim c} \cdot \hat{i}_{\sim s}}{U_{dN}} \right) \cdot \cos(2\omega_{\sim} t) \\ & - \left( \frac{\hat{i}_{\sim c} \cdot \hat{u}_{\sim}}{2 U_{dN}} - \frac{\omega_{\sim} L_G}{2 U_{dN}} (\hat{i}_{\sim c}^2 - \hat{i}_{\sim s}^2) \right) \cdot \sin(2\omega_{\sim} t) \\ i_2 = & i_d - \hat{i}_{sc} \cdot \cos(2\omega_{\sim} t) - \hat{i}_{ss} \cdot \sin(2\omega_{\sim} t) = i_d + i_s, \quad (1.2/11) \end{aligned}$$

Während der mit der zweifachen Netzfrequenz schwingende Anteil von  $i_2$  in den auf die doppelte Netzfrequenz abgestimmten Reihenschwingkreis fließt, kann der Gleichanteil von  $i_2$  als Lastgleichstrom  $i_d$  bei konstanter Spannung  $u_d$  genutzt werden. Diese ideale Wirkungsweise setzt ein stetig einstellbares harmonisches Übersetzungsverhältnis voraus. Praktisch kann jedoch die ideale Übersetzungsfunktion nur durch pulsbreitengesteuerte diskrete Stufenwerte angenähert werden. Durch die nichtstetige Arbeitsweise überlagert sich dem durch Gleichung (1.2/11) beschriebenen idealen Stromverlauf ein mit der Frequenz der Pulsbreitenmodulation schwingender zusätzlicher Wechselstrom. Modulationsfrequenz und Kapazität  $C_p$  sind so zu wählen, daß dieser zusätzliche Strom praktisch ausschließlich über den Stützkondensator  $C_p$  fließt, ohne störende Wechselanteile der Spannung  $u_d$  hervorzurufen. Entsprechendes gilt für die Induktivität  $L_G$ , die so zu wählen ist, daß die dem durch Gleichung (1.2/7) beschriebenen idealen Spannungsverlauf überlagerten Schaltspannungen kaum störende Oberschwingungen des Stromes  $i_{\sim}(t)$  verursachen.

### 1.3 Aufgabenstellung

Die in Bild 1.2/3 dargestellte Grundschaltung kann mit verschiedenen Stromrichterschaltungen verwirklicht werden. Insbesondere können durch Parallel- bzw. Reihenschaltung einfacher Übertragergrundschaltungen in Verbindung mit getrennten Einspeisewicklungen und entsprechenden Kopplungsdrosseln resultierend mehrstufige Übertragerstrukturen erzeugt werden. Da mit einem mehrstufigen Übertrager ein stetiges Übersetzungsverhältnis besser angenähert werden kann, verringern sich mit zunehmender Stufenzahl die Netzstromverzerrungen.

Für eine zwei- und vierstufige Übertragerstruktur wurden in / 2 / Steuerwinkel für minimale Stromverzerrungen bei bestimmten Schaltanzahlen berechnet. Die Abhängigkeit der in bezug auf die Stromverzerrungen optimalen Steuerwinkel von der zu schaltenden Grundschriftungsamplitude der Übersetzungsfunktion ist nicht geschlossen in analytischer Form darstellbar und wurde daher auf einem Digital-Großrechner berechnet. Die in / 2 / vorgestellte Steuereinrichtung arbeitet mit einer Ablaufsteuerung die jeweils die optimalen Steuerwinkel, die in Halbleiterspeicher einprogrammiert sind, für eine halbe-Netzperiodendauer ausliest.

Das Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}(t)$  kann daher nur nach jeder halben Netzperiode beeinflußt werden. Durch diese dynamische Begrenzung der Steuerung ist neben dem nachteiligen Verhalten bei Störgrößen-einwirkungen eine Dämpfungsregelung des Gleichspannungszwischenkreises nicht möglich. / 3 /

Ein anderes Verfahren steuert die Übersetzungsfunktion bei zwei-stufigen Übertrager durch eine Pulsbreitenmodulation. / 4 /

Hierbei werden die Schaltaugenblicke durch Vergleich einer Sägezahnfunktion mit einer harmonischen Sollübersetzungsfunktion bestimmt.

Dieses Verfahren führt bei einer für die Praxis ausreichenden dynamischen Regelungsmöglichkeit zu größeren Netzstromverzerrungen durch

Oberschwingungsströme höherer Ordnung als das Verfahren nach / 2 / .

Die Aufgabe der vorliegenden Arbeit besteht darin, eine einfache Regel- und Steuerstruktur für Stromrichterschaltungen zu entwickeln, die nach dem in Abschnitt 1.2 aufgezeigten Grundprinzip mit zwei- oder mehrstufigen Übertragerstrukturen arbeiten.

Neben einer guten Regeldynamik sollen die Netzstromverzerrungen insbesondere bei mehrstufigen Übertragerstrukturen durch Ausnutzen aller vorhandenen Freiheitsgrade der Steuerung den optimalen Verhältnissen von / 2 / angenähert werden. Die zu entwickelnde Regel- und Steuerstruktur soll für alle Schaltungen, die in ihrer Wirkungsweise auf die Grundschialtung Bild 1.2/3 zurückzuführen sind, anzuwenden sein. Folgende Zielkriterien sind dabei zu berücksichtigen.

1. Lastunabhängige, konstant geregelte Gleichspannung
2. Hohe zulässige Leistungsänderungsgeschwindigkeit
3. Geringe Netzstromverzerrungen
4. Steuerbarkeit des Phasenwinkels zwischen Netzspannung und der Grundschiwingung des Netzstromes.

Ausgehend von einer Analyse der Strom-, Spannungsverhältnisse bei Verwendung eines idealen Übertragers mit stetig einstellbarem Übersetzungsverhältnis sind Regel- und Steueralgorithmen zu bestimmen. Die danach für die vorgegebenen realen Stromrichterschaltungen entwickelten Regel- und Steuereinrichtungen sind mit industriellen Bauteilen aufzubauen und in Zusammenarbeit mit den auf dem Analogrechner simulierten Stromrichterschaltungen zu überprüfen. Anhand von Oszillogrammen und Frequenzanalysen sind die erreichbaren dynamischen und stationären Betriebszustände zu dokumentieren und mit dem derzeitigen Stand der Wissenschaft und Technik zu vergleichen.

## 2 Analyse der Grundsaltung

Die Analyse der Grundsaltung hat zum Ziel, die Strom-, Spannungs- und Leistungsrelationen zwischen Primärkreis, Übertrager und Sekundärkreis zu untersuchen. Ausgehend von dem im folgenden als stationär bezeichneten eingeschwungenen Zustand werden die Beziehungen auch für nichtstationäre Vorgänge untersucht.

### 2.1 Allgemeines und Normierung

Für die Analyse der Strom-, Spannungs- und Leistungsbeziehungen der in Bild 1.2/3 dargestellten Grundsaltung werden folgende idealisierte Bedingungen vorausgesetzt.

1. Verluste in Drosseln, Kondensatoren und Übertrager werden vernachlässigt .
2. Der Übertrager enthält keine Energiespeicher .
3. Das Übersetzungsverhältnis kann stetig im Bereich  $-1 \leq \ddot{u}(t) \leq 1$  gesteuert werden.
4. Die einspeisende Netzspannung hat einen sinusförmigen Verlauf.
5. Die sekundärseitige Belastung wird durch eine steuerbare Stromquelle J dargestellt.

Diese Bedingungen sind auch bei der Funktionsbeschreibung der Grundsaltung in Abschnitt 1.2 berücksichtigt, so daß aus den dort angegebenen Gleichungen die wesentlichen stationären Strom- und Spannungsbeziehungen zu entnehmen sind. Für die zu untersuchenden nichtstationären Beziehungen wird die Grundsaltung in zwei Teilbereiche - Sekundärkreis und Last - sowie -Primärkreis und Übertrager - aufgeteilt und analysiert.

Hierzu werden die physikalischen Größengleichungen normiert und durch ein hochgestelltes \* -Zeichen gekennzeichnet.

$$u^* = \frac{u}{U_0} ; \quad i^* = \frac{i}{I_0} ; \quad t^* = \frac{t}{t_0} ; \quad \omega^* = \frac{\omega}{\omega_0} . \quad (2.1/1)$$

Als Normierungsgrößen werden die Nenndaten der Last  $U_{dN}$ ,  $I_{dN}$  sowie die Nennfrequenz des Reihenschwingkreises  $2\omega_N$  eingeführt.

$$U_0 = U_{dN} ; I_0 = I_{dN} ; t_0 = \frac{1}{2\omega_N} ; \omega_0 = 2\omega_N \quad (2.1/2)$$

Hierbei gilt

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi t_0 \quad (2.1/3)$$

Als abgeleitete Normierungsgrößen ergeben sich

$$Z_0 = \frac{U_0}{I_0} = \frac{U_{dN}}{I_{dN}} = Z_{dN} = \frac{1}{Y_{dN}} \quad (2.1/4)$$

$$L_0 = \frac{U_0 t_0}{I_0} = \frac{U_{dN}}{2\omega_N I_{dN}} \quad (2.1/5)$$

$$C_0 = \frac{I_0 t_0}{U_0} = \frac{I_{dN}}{2\omega_N U_{dN}} \quad (2.1/6)$$

Durch die Normierungsvorschrift kann z.B. die physikalische Größengleichung

$$L \frac{di}{dt} = u \quad (2.1/7)$$

auch normiert geschrieben werden

$$L^* \frac{di^*}{dt^*} = u^* \quad (2.1/8)$$

ohne daß durch die Normierung der Charakter der physikalischen Größengleichung verlorengeht.

Vereinbarungsgemäß soll die Differentiation nach der normierten Zeit  $t^*$  durch folgende Kurzschreibweise gekennzeichnet werden.

$$\frac{d}{dt^*} x^*(t) = \dot{x}^*(t) \quad (2.1/9)$$

## 2.2 Sekundärkreis und Last

Der Sekundärkreis Bild 2.2/1 besteht aus den Reihenschwingkreiselementen  $L_s$ ,  $C_s$ , dem parallelen Stützkondensator  $C_p$  und der spannungsunabhängigen, steuerbaren Stromquelle  $J$  als Last.

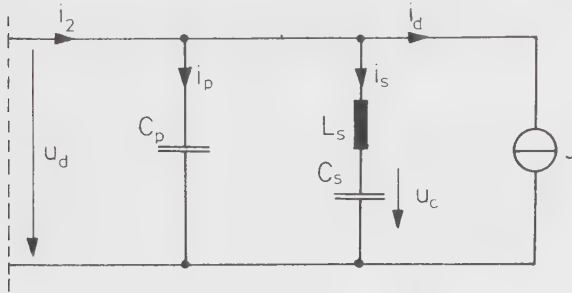


Bild 2.2/1 Sekundärkreis und Last

Die Schaltung kann durch folgende Differentialgleichungen beschrieben werden.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} u_d &= -\frac{1}{C_p} i_s + \frac{1}{C_p} i_2 - \frac{1}{C_p} i_d \\ \frac{d}{dt} i_s &= +\frac{1}{L_s} u_d - \frac{1}{L_s} u_c \\ \frac{d}{dt} u_c &= +\frac{1}{C_s} i_s \end{aligned} \quad (2.2/1)$$

Normiert man das Dgl. System, so erhält man

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_d^* \\ \dot{i}_s^* \\ \dot{u}_c^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -b & 0 \\ a & 0 & -a \\ 0 & \frac{1}{a} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} u_d^* \\ i_s^* \\ u_c^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \times i_r^* \quad (2.2/2)$$

Hierbei wurden die Kenngrößen des Gleichspannungszwischenkreises

$$a = \frac{1}{L_s} = \frac{U_{dN}}{2\omega_N L_s I_{dN}} = \frac{1}{X_s^*} = \frac{2\omega_N C_s U_{dN}}{I_{dN}} = C_s^* \quad (2.2/3)$$

$$b = \frac{1}{C_p} = \frac{C_0}{C_p} = \frac{I_{dN}}{2\omega_N C_p U_{dN}} = X_p^* \quad (2.2/4)$$

und die die Zustandsgrößen beeinflussende Eingangsgröße  $i_r^* = i_2^* - i_d^*$  eingeführt.

Mit der normierten komplexen Frequenz

$$s^* = \frac{s}{s_0} = \frac{s}{2\omega_N} \quad (2.2/5)$$

ergibt sich folgende Übertragungsfunktion

$$F_s(s^*) = \frac{u_d^*(s^*)}{i_r^*(s^*)} = b \frac{s^{*2} + 1}{s^*(s^{*2} + 1 + ab)} \quad (2.2/6)$$

Die Übertragungsfunktion hat ein Nullstellenpaar (Reihenresonanz)

bei  $s_0^* = \pm j$ , einen Pol bei  $s_1^* = 0$  und ein Polpaar bei  $s_{2,3}^* = \pm j\sqrt{1+ab}$ .

Der Gleichspannungszwischenkreis weist bezüglich seiner Strom-

Spannungs-Übertragungseigenschaft nach Gl. 2.2/6 ein integrales,

ungedämpft schwingendes Verhalten auf. Zur Erzielung eines technisch

brauchbaren, ausreichend gedämpften Übertragungsverhalten ist eine

Regelung mit dämpfendem Einfluß notwendig.

Betrachtet man zunächst den eingeschwungenen stationären Zustand,

so ist die beeinflussende Größe  $i_r^* = i_2^* - i_d^*$  nach Gl. 1.2/11 zu

$$i_{rst}^* = -\hat{i}_{ss}^* \sin 2\omega_N t^* - \hat{i}_{sc}^* \cos 2\omega_N t^*$$

gegeben. Mit dem Anfangszustand  $u_d^*(0) = u_{dN}^*$ ,  $i_s^*(0) = -\hat{i}_{sc}^*$  und

$u_c^*(0) = u_{dN}^* - \hat{i}_{ss}^* X_s$  folgt der stationäre Zustand zu

$$u_{d \text{ st.}}^* = u_{dN}^* = 1$$

$$i_{s \text{ st.}}^* = i_{r \text{ st.}}^* = -\hat{i}_{ss}^* \sin 2\omega_{\sim}^* t^* - \hat{i}_{sc}^* \cos 2\omega_{\sim}^* t^* \quad (2.2/7)$$

$$u_{c \text{ st.}}^* = u_{dN}^* + \hat{i}_{ss}^* X_s^* \sin 2\omega_{\sim}^* t^* + \hat{i}_{sc}^* X_s^* \cos 2\omega_{\sim}^* t^*.$$

Aus Gl. ( 1.2/11 ) ist weiter zu entnehmen, daß über die Beziehung

$$i_d^* = \frac{\hat{i}_{\sim s}^* \hat{u}_{\sim}^*}{2 u_{dN}^*} \quad (2.2/8)$$

die Amplitude des Reihenschwingkreisstromes laststromabhängig ist. Während die Amplitude  $\hat{i}_{sc}^*$  proportional von der Netzstromamplitude  $\hat{i}_{\sim s}^*$  und damit proportional von  $i_d^*$  abhängt,

$$\hat{i}_{sc}^* = i_d^* - \frac{2\omega_{\sim}^* L_G^* \hat{i}_{\sim c}^*}{\hat{u}_{\sim}^*} i_d^* , \quad (2.2/9)$$

ist die Amplitude  $\hat{i}_{ss}^*$  im wesentlichen durch die bezüglich der Wirkleistungsverhältnisse frei einstellbaren Netzstromamplitude  $\hat{i}_{\sim c}^*$  bestimmt.

$$\hat{i}_{ss}^* = \frac{\hat{u}_{\sim}^* \hat{i}_{\sim c}^*}{2 u_{dN}^*} - \frac{\omega_{\sim}^* L_G^*}{2 u_{dN}^*} \hat{i}_{\sim c}^{*2} + \frac{2\omega_{\sim}^* L_G^* u_{dN}^*}{\hat{u}_{\sim}^{*2}} i_d^{*2} . \quad (2.2/10)$$

Bei einer Änderung des Laststromes  $i_d^*$  muß sich die Amplitude des Reihenschwingkreisstromes ändern. Dieses ist jedoch bei einer konstanten Spannung  $u_d^*$  nicht möglich. Die Forderung einer konstant geregelten Gleichspannung kann deshalb in dynamischen Betriebszuständen nicht streng realisiert werden.

Eine Aussage über die mögliche Änderungsgeschwindigkeit von  $i_s^*$  kann mit dem reduzierten Dgl. System mit  $u_d^*$  als Eingangsgröße gemacht werden.

$$\begin{pmatrix} i_s^* \\ u_c^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -a \\ \frac{1}{a} & 0 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_s^* \\ u_c^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a \\ 0 \end{pmatrix} u_d^* \quad (2.2/11)$$

Aus Gl. ( 2.2/11 ) ist folgende Dgl. zu gewinnen.

$$\dot{u}_d^* = \frac{1}{a} ( i_s^* + i_s^* ) \quad (2.2/12)$$

Zur Änderung der Amplitude von  $i_s^*$  muß  $\dot{u}_d^* \neq 0$  zugelassen werden.

Mit einer maximal zulässigen Gleichspannungsänderung im Bereich

$$(1 - r) u_{dN}^* \leq u_d^* \leq (1 + r) u_{dN}^* \quad (2.2/13)$$

sind die maximal möglichen Amplitudenänderungen von  $i_s^*$  pro Reihenschwingkreisperiode angebbbar.

Für die Eingangsgröße

$$u_d^* = u_{dN}^* (1 \pm r \operatorname{sign}(i_s^*)) \quad (2.2/14)$$

folgt

$$\frac{\Delta i_s^*}{T_0} = \pm 4 a \cdot r \cdot u_{dN}^* \quad (2.2/15)$$

Die hierzu notwendigen sprungförmigen Gleichspannungsänderungen sind wegen des Parallelkondensators  $C_p$  nur ein theoretischer Grenzwert. Für eine praktisch mögliche Gleichspannungsänderung

$$u_d^* = u_{dN}^* (1 \pm r \sin 2\omega_m^* t^*) \quad (2.2/16)$$

deren Wechselanteil in Phase mit dem Reihenschwingkreisstrom ist, ergibt sich eine mittlere Stromamplitudenänderung von

$$\frac{\Delta i_s^*}{T_0} = \pm \pi \cdot a \cdot r \cdot u_{dN}^* \quad (2.2/17)$$

Für den in Abschnitt 5 betrachteten Gleichspannungszwischenkreis beträgt  $a = 3,37$ , sodaß es mit vergleichsweise kleinen Werten

von  $r$  möglich sein wird, ausreichende Änderungsgeschwindigkeiten der Amplitude  $i_s^*$  zu erreichen.

Zur Beschreibung des Reihenschwingkreisstromes im nichtstationären Zustand wird der Strom  $i_s^*$  entsprechend der Gl. ( 2.2/11 ) in der Form

$$i_s^* = -i_{ss}^* \sin 2\omega_{\omega}^* t^* - i_{sc}^* \cos 2\omega_{\omega}^* t^* \quad ( 2.2/18 )$$

angesetzt.  $i_{ss}^*$  und  $i_{sc}^*$  sind jetzt nicht mehr konstante Amplituden sondern zeitabhängige Faktoren. Betrachtet man die Änderung zwischen zwei stationären Zuständen, so sind die Faktoren  $i_{ss}^*$  und  $i_{sc}^*$  am Anfang und Ende durch die Gln. ( 2.2/9 ) und ( 2.2/10 ) als Funktion der Größen  $i_d^*$  und  $\hat{u}_{\omega}^*$  bestimmt.

Ein praktisch gutes dynamisches Verhalten ist dadurch zu erreichen, daß die für stationäre Zustände geltenden Proportionen zwischen  $i_{ss}^*$ ,  $i_{sc}^*$  und  $i_d^*$ ,  $\hat{u}_{\omega}^*$  auch bei dynamischen Änderungen angenähert erhalten bleiben. Unter dieser Bedingung ergeben sich die Reihenschwingkreisfaktoren  $i_{ss}^*$  und  $i_{sc}^*$  als Funktion von  $i_d^*$  aus Gl. ( 2.2/9 ) und Gl. ( 2.2/10 ) zu

$$i_{sc}^* = k_1 \cdot i_d^* \quad ( 2.2/19 )$$

$$i_{ss}^* = k_2 + k_3 \cdot i_d^{*2} \quad ( 2.2/20 )$$

Der Strom im Kondensator  $C_p$  ist

$$i_p^* = C_p \cdot \dot{u}_d^* = \frac{1}{b} \cdot \dot{u}_d^* \quad ( 2.2/21 )$$

Mit Gl. ( 2.2/12 ) folgt die Zahlenwertgleichung

$$i_p^* = \frac{1}{ab} ( i_s^{*0} + i_s^* ) \quad ( 2.2/22 )$$

Setzt man den Ansatz Gl. ( 2.2/18 ) bis Gl. ( 2.2/20 ) in Gl. ( 2.2/22 ) ein, so erhält man

$$i_p^* = - \frac{1}{ab} (k_1 i_d^{oo} + 4 k_3 i_d^* i_d^{oo}) \cos(2\omega_{\sim}^* t^*) \quad (2.2/23)$$

$$- \frac{1}{ab} (2 k_3 (i_d^{oo2} + i_d^{oo} i_d^{oo}) - 2 k_1 i_d^*) \sin(2\omega_{\sim}^* t^*).$$

Mit der Beziehung

$$i_2^* = i_d^* + i_s^* + i_p^* \quad (2.2/24)$$

kann dann der aufzubringende Strom  $i_2^*$  allgemein als Funktion von  $i_d^*$  angegeben werden.

Die zugehörige Spannung  $u_d^*$  ergibt sich aus der Gl. (2.2/21) zu

$$u_d^* = \int_0^{t^*} \frac{i_p^*(t^*)}{C_p^*} dt^* + u_d^*(0) \quad (2.2/25)$$

Aus Gl. (2.2/24) und (2.2/25) ist die Sekundärleistung

$p_2^* = u_d^* \cdot i_2^*$  bei gegebenem  $i_d^*$  zu bestimmen.

$$p_2^* = u_d^* \cdot (i_d^* - (k_1 i_d^* + \frac{k_1 i_d^{oo}}{ab} + \frac{4k_3}{ab} i_d^* i_d^{oo}) \cos 2\omega_{\sim}^* t^* \quad (2.2/26)$$

$$- (k_2 + k_3 i_d^{oo2} + \frac{2k_3}{ab} (i_d^{oo2} + i_d^{oo} i_d^{oo}) - \frac{2k_1}{ab} i_d^{oo}) \sin(2\omega_{\sim}^* t^*).$$

Im nächsten Abschnitt wird die vom Primärkreis an den Übertrager lieferbare Leistung bestimmt und in Relation zur geforderten Sekundärleistung gesetzt.

### 2.3 Primärkreis und Übertrager

Die Anordnung Primärkreis und Übertrager läßt sich durch Bild 2.3/1 darstellen. Das Übertragereingangstor kann aufgrund des vorausgesetzt stetig einstellbaren Übersetzungsverhältnisses  $\ddot{u}(t)$  durch eine steuerbare Spannungsquelle mit der Spannung  $u_1 = \ddot{u} \cdot u_d$  ersetzt werden.

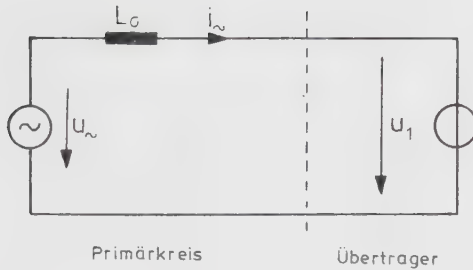


Bild 2.3/1 Primärkreis und Übertrager

Die den Primärkreis beschreibende Dgl. lautet normiert

$$L_G^* \frac{d}{dt} i_{\sim}^* = L_G^* \dot{i}_{\sim}^* = u_{\sim}^* - u_1^* \quad (2.3/1)$$

Führt man ein Streumaß  $\sigma$  ein,

$$L_G^* = \frac{L_G}{L_0} = \frac{2\omega_{\sim} L_G l_{dN}}{U_{dN}} = X_G^* = \sigma \quad (2.3/2)$$

so folgt mit  $u_1^* = \ddot{u} \cdot u_d^*$

$$\ddot{u}(t) = \frac{u_{\sim}^*}{u_d^*} - \frac{\sigma}{u_d^*} \dot{i}_{\sim}^* \quad (2.3/3)$$

Das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}(t)$  kann nach dieser Beziehung eindeutig aus  $i_{\sim}^*$  bestimmt werden. Im folgenden soll auch die an den Übertrager abgebbare Leistung in Abhängigkeit vom Netzstrom bestimmt werden.

Löst man Gl. (2.3/1) nach  $u_1^*$  auf und multipliziert mit  $i_{\sim}^*$ , so folgt die auf den Nennwert der Sekundärleistung normierte Übertrager-eingangsleistung  $p_1^*$  zu

$$p_1^* = u_1^* i_{\sim}^* = u_{\sim}^* i_{\sim}^* - G i_{\sim}^* i_{\sim}^* \quad (2.3/4)$$

Gleichung ( 2.3/4 ) ist eine Abel'sche Dgl. 2. Art in  $i_{\sim}^*$  und hat keine allgemeine Lösung in  $i_{\sim}^*$  für beliebig vorgegebene Übertrager-eingangsleistungen  $p_1^*(t^*)$ . Es ist somit nicht möglich, durch Gleichsetzen der durch die Gl. ( 2.2/26 ) zu bestimmenden Sekundärleistung mit der durch Gl. ( 2.3/4 ) bestimmten Primärleistung den Netzstrom  $i_{\sim}^*$  und daraus mit Gl. ( 2.3/2 ) das Übersetzungsverhältnis  $u(t)$  in Abhängigkeit vom Laststrom  $i_d^*$  allgemein zu bestimmen. Für die stationären Zustände mit  $i_d^* = 0$  ist die Lösung durch die Gleichungen in Abschnitt 1.2 bekannt. Ausgehend von dieser stationären Lösung wird die Abhängigkeit des Netzstromes vom Laststrom  $i_d^*$  näherungsweise für  $i_d^* \neq 0$  bestimmt. Hierzu ist es zweckmäßig, den Netzstrom  $i_{\sim}^*$  in Bezug auf die speisende Netzspannung  $u_{\sim}^* = \hat{u}_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^*$  ähnlich wie in Abschnitt 1.2 durch folgende Komponenten darzustellen.

$$i_{\sim}^* = i_{\sim s}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* - i_{\sim c}^* \cos \omega_{\sim}^* t^* \quad (2.3/5)$$

Die Faktoren  $i_{\sim s}^*$  und  $i_{\sim c}^*$  sollen im allgemeinen Funktionen der Zeit sein. Stationär sind die Stromfaktoren konstant und bestimmen mit der Netzspannungsamplitude  $\hat{u}_{\sim}^*$  die dem Netz entnommene Wirk- und Blindleistung.

Setzt man Gl. ( 2.3/5 ) in Gl. ( 2.3/4 ) ein, so folgt die Leistung  $p_1^*$  allgemein zu

$$\begin{aligned} p_1^*(t) &= \frac{1}{2} \hat{u}_{\sim}^* i_{\sim s}^* - \frac{G}{2} (i_{\sim s}^* i_{\sim s}^* + i_{\sim c}^* i_{\sim c}^*) \\ &- \left( \frac{1}{2} \hat{u}_{\sim}^* i_{\sim s}^* - \frac{G}{2} (i_{\sim s}^* i_{\sim s}^* - i_{\sim c}^* i_{\sim c}^* + i_{\sim c}^* i_{\sim s}^*) \right) \cos 2 \omega_{\sim}^* t^* \\ &- \left( \frac{1}{2} \hat{u}_{\sim}^* i_{\sim c}^* - \frac{G}{2} (i_{\sim s}^* i_{\sim c}^* + i_{\sim c}^* i_{\sim s}^* + \frac{1}{2} (i_{\sim c}^{*2} - i_{\sim s}^{*2})) \right) \sin 2 \omega_{\sim}^* t^* \end{aligned} \quad (2.3/6)$$

Berücksichtigt man beim Vergleich der primärseitig zu liefernden Leistung mit der sekundärseitig gewünschten Leistung die Größenordnungen der Koeffizienten, die sich bei einer technisch sinnvollen Dimensionierung ergeben, so folgt mit den Dimensionierungsdaten von Abschnitt 5.2 die bezogene Sekundärleistung mit  $i_{\sim c \text{ st.}}^* = 0$  und  $k_1 = 1$  ;  $k_2 = 0$  ;  $k_3 = 0,17$  ;  $a = 3,37$  ;  $b = 0,2$  als Zahlenwertgleichung zu

$$p_2^* = u_d^* (i_d^* - (i_d^* + 1,5 i_d^{*0} + i_d^* i_d^{*0}) \cos 2\omega_{\sim}^* t^* \quad (2.3/7) \\ - (0,17 i_d^{*2} + 0,5 i_d^{*0 2} + 0,5 i_d^* i_d^{*0} - 3 i_d^{*0}) \sin 2\omega_{\sim}^* t^*).$$

Durch die geringe zulässige Gleichspannungsänderung ergibt sich nach Gl. ( 2.2/15 ) bzw. Gl. ( 2.2/17 ) eine begrenzte Amplitudenänderungsgeschwindigkeit des Reihenschwingkreisstromes und damit eine begrenzte Änderungsgeschwindigkeit des Laststromes, so daß gilt

$$i_d^* = \frac{\Delta i_d^*}{\Delta t^*} = \frac{\Delta i_d}{\Delta t} \cdot \frac{t_0}{I_{dN}} < \frac{I_{dN}}{T_0} \frac{t_0}{I_{dN}} = \frac{1}{2\pi} . \quad (2.3/8)$$

$p_2^*$  folgt damit in erster Näherung zu

$$p_2^* \approx u_{dN}^* (i_d^* - i_d^* \cos 2\omega_{\sim}^* t^* - (0,17 i_d^{*2} - 3 i_d^{*0}) \sin 2\omega_{\sim}^* t^* ). \quad (2.3/9)$$

Ein Vergleich mit der Gleichung ( 2.3/6 ) zeigt, daß die  $i_d^*$ -abhängigen Terme durch den Netzstromfaktor  $i_{\sim s}^*$  und der  $i_d^{*0}$ -abhängige Term durch den nichtstationären Anteil des Netzstromfaktors  $i_{\sim c}^*$  erzeugt werden kann. Es gelten folgende wesentliche Zusammenhänge zwischen den Netzstromfaktoren und dem Laststrom

$$i_{\sim s}^* = \frac{2 u_d^*}{\omega_{\sim}^*} i_d^* \quad (2.3/10)$$

$$\dot{i}_{\sim c}^* = \dot{i}_{\sim c \text{ st.}}^* - \frac{4 u_d^*}{ab \hat{u}_{\sim}} \dot{i}_d^* \quad (2.3/11)$$

Durch den Netzstromfaktor  $\dot{i}_{\sim s}^*$  nach Gl. ( 2.3/10 ) wird die benötigte Sekundärwirkleistung geliefert. Während die Komponente  $\dot{i}_{\sim c \text{ st.}}^*$  die stationären Blindleistungsverhältnisse beeinflusst, wird durch den  $\dot{i}_d^*$  - proportionalen Anteil von  $\dot{i}_{\sim c}^*$  nach Gl. ( 2.3/11 ) eine Leistung erzeugt, mit der eine Gleichspannungsänderung und damit eine  $\dot{i}_d^*$  - proportionale Amplitudenänderung des Reihenschwingkreisstromes ermöglicht wird.

Zur Beurteilung der Näherungsgleichungen (2.3/10) und ( 2.3/11 ) ist im Anhang A1 ein quantitativer Vergleich der von der Sekundärseite geforderten Leistung mit der durch die Näherungsbeziehungen von der Primärseite zuliefernden Leistung in Abhängigkeit von der Laststromänderungsgeschwindigkeit aufgeführt.

### 3 Entwurf einer Regeleinrichtung für eine Stromrichterschaltung mit n-stufigem Übertrager

#### 3.1 Allgemeines

Nachdem in Abschnitt 2 eine Strom-, Spannungs- und Leistungsanalyse der Grundsaltung durchgeführt wurde, wird in Abschnitt 3 eine Regeleinrichtung für eine Stromrichterschaltung mit n-stufigem Übertrager entwickelt. Wie in Abschnitt 1.2 erwähnt und in Abschnitt 4 ausführlich dargestellt, lassen sich durch entsprechende Kombinationen von zweistufigen Übertragergrundsaltungen Strukturen gewinnen, deren Wirkungsweisen auf die Grundsaltung Bild 1.2/3 mit mehrstufigem Übertrager zurückzuführen sind. Die Regeleinrichtung wird daher für die Grundsaltung mit n-stufigem Übertrager entwickelt. Eine Steuerungsanpassung für entsprechende Kombinationen zweistufiger Übertragergrundsaltungen zur Erzielung mehrstufiger Stromrichterschaltungen ist in Abschnitt 4 dargestellt. Mit den Gleichungen der Abschnitte 2.2 und 2.3 läßt sich die Wirkungsweise der Grundsaltung Bild 1.2/3 durch folgendes Struktur- bild angeben.

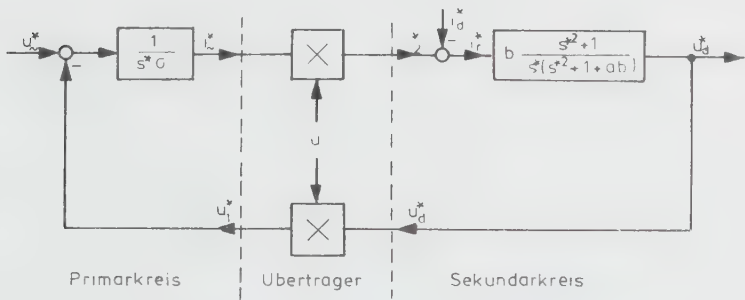


Bild 3.1/1 Wirkungsstruktur der Grundsaltung

Die zu steuernde Größe ist das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}(t)$ , das sowohl in den Vorwärtszweig als auch in den Rückführzweig eingreift. Die zu regelnden Größen sind die Gleichspannung  $u_d$  und der Netzstrom  $i_{\sim}$ , der möglichst verzerrungsfrei verlaufen soll. Die wesentlichen Störgrößen sind der Laststrom  $i_d$  und die Netzspannung  $u_{\sim}$ . An diese nichtlineare Regelstrecke ist den Aufgaben entsprechend eine sekundärkreisorientierte Gleichspannungsregelung - Sekundärkreisregelung - und eine primärkreisorientierte Netzstromregelung - Primärkreisregelung - anzupassen. Die die Gleichspannung  $u_d$  verstellende Größe ist der vom Übertrager abgegebene Strom  $i_2$ . Mit den Beziehungen aus Abschnitt 2

$$i_2^* = \ddot{u} \cdot i_{\sim}^* \quad (3.1/1)$$

und

$$\ddot{u}(t) = \frac{u_{\sim}^*}{u_d^*} - G \frac{i_{\sim}^*}{u_d^*} \quad (3.1/2)$$

ist  $i_2$  durch  $i_{\sim}$  steuerbar.

Aus diesem Grund bietet sich für die Regelaufgaben folgende Kaskadenregelstruktur an.

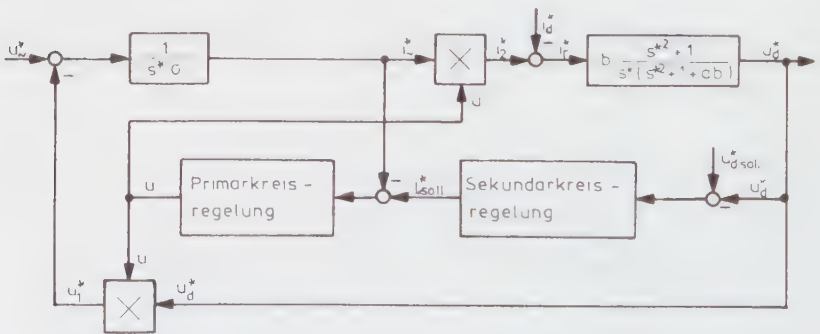


Bild 3.1/2 Sekundärkreis- und Primärkreisregelung

Die Stellgröße der übergeordneten Sekundärkreisregelung ist der Sollwert  $i_{\text{soll}}$  des Netzstromes und damit die Führungsgröße der unterlagerten Primärkreisregelung.

Damit eine getrennte Betrachtung der Regelkreise zulässig ist, muß die Rückwirkung der unterlagerten Primärkreisregelung auf die übergeordnete Sekundärkreisregelung vernachlässigbar gering sein, d.h. die dominierende Zeitkonstante der Primärkreisregelung muß wesentlich kleiner sein als die der Sekundärkreisregelung. Die bezogene Zeitkonstante der Primärkreisregelstrecke ist  $\sigma$ , die der Sekundärkreisregelstrecke  $1/b$ . Bildet man den Quotienten  $1/b\sigma$  so ergibt sich für die zu betrachtende Dimensionierung  $1/b\sigma = 16,7$ , so daß eine getrennte Betrachtung der Regelkreise für technisch sinnvoll dimensionierte Schaltungen zulässig ist. Die übergeordnete Sekundärkreisregelung kann getrennt von der Primärkreisregelung an die Kriterien des Sekundärkreises, konstant geregelte Gleichspannung  $u_d$ , hohe Leistungsänderungsgeschwindigkeit und günstiges Störübertragungsverhalten bei Laststromänderungen, angepaßt werden.

Die Primärkreisregelung hat die Aufgabe, den Netzstrom  $i_{\text{N}}$  möglichst gut dem Sollwert nachzuführen, wobei durch optimale Steuerung der möglichen diskreten Übersetzungsstufen eine geringe Netzstromverzerrung erreicht werden soll.

Die Aufteilung der Regelaufgaben ermöglicht es, die Regel- und Steuerstrukturen in übersichtlicher Form zu konzipieren.



Für die Betrachtung der Sekundärkreisregelung wird die Übertragungsfunktion des Primärregelkreises  $F_p(s^*)$  zu eins gesetzt.

$$F_p(s^*) = \frac{i_{\omega}^*(s^*)}{i_{\omega \text{ soll}}^*(s^*)} = 1 \quad (3.2.1/1)$$

Hierdurch reduziert sich die Sekundärkreisregelstrecke auf die im Bild ( 3.2.1/1 ) im unteren Teilbereich eingezeichnete Netzstrom-Gleichspannungsregelstrecke. Die Stellgröße für die Sekundärkreisregelung ist somit der dem Netzstromsollwert  $i_{\omega \text{ soll}}$  gleichgesetzte Netzstrom  $i_{\omega}$ . Da die Sekundärkreisregelung den Mittelwert des Sekundärstromes  $i_2$  und damit die Wirkleistung, die vom Übertrager über den Gleichspannungszwischenkreis an die Laststromquelle abzugeben ist, steuert, ist es zweckmäßig, den Zeitverlauf des Netzstromsollwertes  $i_{\omega \text{ soll}}$  hinsichtlich der sinusförmig schwingenden Netzspannung  $u_{\omega} = \hat{u}_{\omega} \sin \omega_{\omega} t$  in eine sinusförmig und in eine cosinusförmig schwingende Komponente entsprechend der Gl. ( 2.3/5 ) in Abschnitt 2.3 aufzuteilen, denn nur der sinusförmige Anteil des Netzstromes bildet mit der sinusförmigen Netzspannung Wirkleistung.

$$i_{\omega \text{ soll}} = i_{\omega s} \sin \omega_{\omega} t - i_{\omega c} \cos \omega_{\omega} t \quad (3.2.1/2)$$

Die Faktoren  $i_{\omega s}$  und  $i_{\omega c}$  sind Funktionen der Zeit. Im stationären Zustand wird durch die dann konstante Größe  $i_{\omega s}$  die Wirkleistung und durch  $i_{\omega c}$  die Grundschwingungsblindleistung erzeugt. Zur Erzeugung des Netzstromsollwertes sind die harmonischen Basisfunktionen  $f_1(t)$  und  $f_2(t)$  notwendig.

$$f_1(t) = \sin \omega_{\omega} t \quad (3.2.1/3)$$

$$f_2(t) = \cos \omega_{\omega} t \quad (3.2.1/4)$$

Die Basisfunktionen werden durch einen auf konstante Amplitude geregelten Sin-Cos-Oszillator, der mit der Netzspannung phasensynchronisiert ist, erzeugt.

Für die Sekundärkreisregelung ergibt sich somit die in Bild 3.2.1/2 dargestellte Gesamtstruktur.

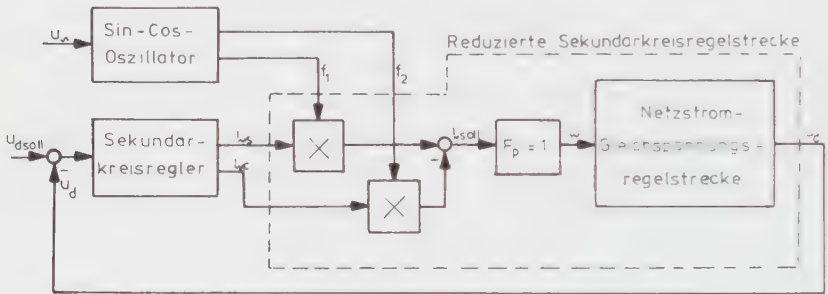


Bild 3.2.1/3 Reduzierte Sekundärkreisregelstrecke

Für diese dargestellte Regelstrecke wird in den Abschnitten 3.2.2 und 3.2.3 eine Störgrößenaufschaltung und ein Gleichspannungsregler entworfen.

### 3.2.2 Störgrößenaufschaltung und Selbstregelleffekt

Die auf die Sekundärkreisregelstrecke im wesentlichen einwirkenden Störgrößen, der Laststrom  $i_d$  und die Netzspannung  $u_w$ , sind meßbare Funktionen. Es bietet sich somit an, die Abhängigkeit des zu steuernden Netzstromes von den Störgrößen durch eine Störgrößenaufschaltung zu berücksichtigen. Hierzu liefern die in Abschnitt 2.3 näherungsweise bestimmten Gl. ( 2.3/10 ) und ( 2.3/11 ) die wesentlichen Zusammenhänge zwischen den Stromfaktoren  $i_{\sim s}$ ,  $i_{\sim c}$  und den Störgrößen  $i_d$  und  $u_w$ . Vernachlässigt man in den Gleichungen die Abhängigkeit von  $u_d$  und setzt  $u_d = u_{dN}$ , so ergibt sich neben einer Vereinfachung ein Selbstregelleffekt des Sekundärkreises. Die Störgrößenaufschaltung erfolgt dann nach den Beziehungen

$$\hat{i}_{\sim s}^* = \frac{2 u_{dN}^*}{\hat{u}_{\sim}^*} i_d^* \quad (3.2.2/1)$$

$$\hat{i}_{\sim c}^* = \frac{-4 u_{dN}^*}{a b \hat{u}_{\sim}^*} i_d^* , \quad (3.2.2/2)$$

Durch ein spezielles Amplitudenmeßverfahren wird die Abhängigkeit der Stromfaktoren von der Netzspannungsamplitude berücksichtigt. Hierbei wird die Netzspannung durch die phasengleiche Basisfunktion  $f_1(t)$  dividiert. Der Quotient stellt eine zeitabhängige Amplitudenfunktion dar. / 5 /

Mit dieser schnellen Amplitudenmessung kann mit der durch Gl.(3.2.2/1) gegebene Wirkstromsteuerung auch bei raschen Netzspannungsänderungen den Anforderungen des Lastgleichstromes entsprochen werden, wobei jedoch in der Praxis nur eine Netzspannungsamplitudenänderung im Bereich  $0,7 \hat{u}_{\sim N} \leq \hat{u}_{\sim} \leq 1,2 \hat{u}_{\sim N}$  berücksichtigt zu werden braucht. Durch die Störgrößenaufschaltung wird die vom Übertrager aufgenommene bzw. abgegebene Leistung gesteuert. Da diese Steuerung unabhängig von  $u_d$  erfolgt, ist der Sekundärstrom  $i_2$  abhängig von  $u_d$ , was zu einem Selbstregelleffekt führt. Zur quantitativen Bestimmung dieses Effektes wird von Bild 3.2.2/1 mit  $p_1 = \text{konst.}$  und

$$F_s(s^*) = b \frac{s^{*2} + 1}{s^* (s^{*2} + 1 + a b)} \quad (3.2.2/3)$$

ausgegangen.

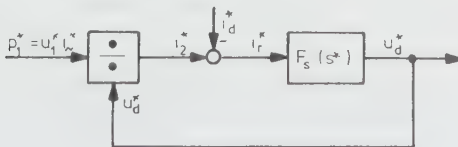


Bild 3.2.2/1 Selbstregelkreis

Durch die Störgrößenaufschaltung ist  $p_1$  unabhängig von  $u_d$ .

Betrachtet man eine Gleichspannungsänderung  $\Delta u_d$  um den Nennpunkt, so gilt mit

$$u_d = u_{dN} + \Delta u_d \quad ; \quad |\Delta u_d| \ll u_{dN} \quad (3.2.2/4)$$

folgende Näherung

$$\frac{1}{u_d} = \frac{1}{u_{dN} \left( 1 + \frac{\Delta u_d}{u_{dN}} \right)} \approx \frac{1}{u_{dN}} \left( 1 - \frac{\Delta u_d}{u_{dN}} \right) = \frac{1}{u_{dN}^2} (2 u_{dN} - u_d) \quad (3.2.2/5)$$

Der Sekundärstrom  $i_2$  folgt dann zu

$$i_2^* = \frac{p_1^*}{u_d^*} \approx \frac{p_1^*}{u_{dN}^2} (2 u_{dN}^* - u_d^*) \quad (3.2.2/6)$$

In Bild 3.2.2/2 ist das Näherungsmodell des Selbstregelkreises dargestellt.

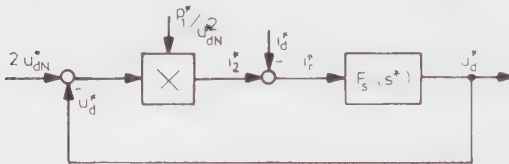


Bild 3.2.2/2 Näherungsmodell des Selbstregelkreises

Die zu betrachtende Störübertragungsfunktion ergibt sich zu

$$F_{St}(s^*) = \frac{u_d(s^*)}{-i_d(s^*)} = \frac{F_s(s^*)}{1 + \frac{p_1^*}{u_{dN}^2} F_s(s^*)} = \frac{b (s^{*2} + 1) u_{dN}^2}{p_1^* b \cdot (s^{*2} + 1) + s^* (s^{*2} + 1 + a b) u_{dN}^2} \quad (3.2.2/7)$$

Die charakteristische Gleichung ist ein Polynom 3. Ordnung

$$s^*{}^3 + \frac{p_1^*}{u_{dN}^*{}^2} b s^*{}^2 + (1 + ab) s^* + \frac{p_1^*}{u_{dN}^*{}^2} b = 0 \quad (3.2.2/8)$$

Die Polstellen der Störübertragungsfunktion sind für die zu betrachteten Regelkreisparameter mit  $b \ll 1$ ,  $a > 1$ ,  $|p_1^*| < 3$  und  $u_{dN}^* = 1$  durch folgenden Polynomansatz näherungsweise zu bestimmen

$$(s^* + s_1^*)(s^*{}^2 + 2\zeta \omega_p s^* + \omega_p^2) = 0 \quad (3.2.2/9)$$

In guter Näherung gilt

$$\begin{aligned} s_1^* &\approx \frac{p_1^* b}{u_{dN}^*{}^2(1 + ab)} \\ \omega_p^* &\approx \sqrt{1 + ab} \\ \zeta &\approx \frac{p_1^* b^2 a}{2 u_{dN}^*{}^2 (1 + ab) \sqrt{1 + ab}} \end{aligned} \quad (3.2.2/10)$$

Für die Kenngrößen der in Abschnitt 5 dimensionierten Schaltung folgt für den Leistungsbereich  $0 \leq p_1^* \leq 2$

$$\begin{aligned} 0 \leq s_1^* &\leq 0,235 \\ \omega_p^* &\approx 1,29 \cdot 2\omega_n \\ 0 \leq \zeta &\leq 0,062 \end{aligned} \quad (3.2.2/11)$$

Aus dieser Betrachtung ist ersichtlich, daß der Selbstregeleffekt nur eine geringe dämpfende Wirkung auf den reaktiven Gleichspannungszwischenkreis ausübt. Für die weitere Untersuchung wird dieser durch die Gleichspannungsänderung  $\Delta u_d$  hervorgerufene Selbstregeleffekt vernachlässigt.

Mit der Störgrößenaufschaltung werden die wesentlichen Störgrößen erfaßt. Parallel hierzu muß ein Gleichspannungsregler eingesetzt werden, der neben der Ausregelung von Parameterungenauigkeiten und anderen Störgrößen den reaktiven Sekundärkreis dämpft.

### 3.2.3 Gleichspannungsregler

Die Gleichspannung  $u_d$  des Gleichspannungszwischenkreises wird durch das Dgl.-System (2.2/2) beschrieben.

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \underline{A} \cdot \underline{x} - \underline{B} i_r^* \\ u_d^* &= \underline{C}^T \cdot \underline{x}\end{aligned}$$

mit

$$\underline{x}^T = (u_d^*, i_s^*, u_c^*) \quad (3.2.3/1)$$

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & -b & 0 \\ a & 0 & -a \\ 0 & \frac{1}{a} & 0 \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}^T = (b, 0, 0)$$

$$\underline{C}^T = (1, 0, 0)$$

Der stationäre Zustand ist durch

$$\begin{aligned}\underline{x}_{st}^T &= (u_{dN}^*, i_{s\,st}^*, u_{dN}^* - X_s^* i_{s\,st}^*) \\ i_{r\,st}^* &= i_{s\,st}^*\end{aligned} \quad (3.2.3/2)$$

gegeben, wobei  $i_{s\,st}^*$  einen mit der zweifachen Netzfrequenz schwingenden sinusförmigen Zeitverlauf hat. Für die Überführung eines beliebigen Zustandes in einen stationären Zustand sind Regelalgorithmen für verschiedene Regelkriterien angebar.

Für das vorliegende System wird der Algorithmus einer "leistungsmaximalen" Überführung eines beliebigen Zustandes  $\underline{x}$  in den stationären Zustand  $\underline{x}_{st}$  hergeleitet. Dieser Regler wird auch als Ljapunow-Regler bezeichnet. Für die Ruhelage  $\underline{x} = 0$  wird jeder Zustand mit maximaler Energieabnahme (maximale Leistung) nach null überführt.

Mit

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}^T &= \mathbf{x}^T - \mathbf{x}_{st}^T = (\tilde{u}_d^*, \tilde{i}_s^*, \tilde{u}_c^*) \\ \tilde{i}_r^* &= i_r^* - i_{rst}^*\end{aligned}\quad (3.2.3/3)$$

wird ein Differenzzustandsvektor definiert, der leistungsmaximal nach null überführt werden soll. Hierzu wird eine quadratische Funktion  $V$  (auch als Ljapunow Funktion bezeichnet) eingeführt.

$$V = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{b} \tilde{u}_d^{*2} + \frac{1}{a} \tilde{i}_s^{*2} + a \tilde{u}_c^{*2} \right) . \quad (3.2.3/4)$$

bildet man von  $V$  die Ableitungen nach der normierten Zeit  $t^*$ , so folgt

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} V &= \dot{V} = \text{grad } V \cdot \dot{\tilde{\mathbf{x}}} \\ \dot{V} &= \tilde{i}_r^* \cdot \tilde{u}_d^* .\end{aligned}\quad (3.2.3/5)$$

Eine maximale Abnahme von  $V$  ergibt sich, wenn  $\dot{V}$  maximal negativ ist. Unter der Bedingung einer beschränkten zusätzlichen Stellgröße

$$|\Delta \tilde{i}_r^*| \leq i_{r \max}^* , \quad (3.2.3/6)$$

folgt die Steuergröße  $i_r^*$  nach der Rücktransformation zu

$$i_r^* = i_{rst}^* - \Delta i_r^* \quad (3.2.3/7)$$

mit

$$\begin{aligned}\Delta i_r^* &= i_{r \max}^* \text{ sign } \Delta u_d^* \\ \Delta u_d^* &= u_d^* - u_{dN}^* .\end{aligned}\quad (3.2.3/8)$$

Dieser Regelalgorithmus kann durch einen Zweipunktregler realisiert werden. Die Kennlinie ist in Bild 3.2.3/1 mit 1 gekennzeichnet. Neben dieser "leistungsmaximalen" Kennlinie sind in Bild 3.2.3/1 Reglerkennlinien für die Praxis geeigneter Regler angegeben. Mit der Kennlinie 2 wird das System entsprechend einem parallel geschalteten ohm'schen Widerstand bedämpft. Entsprechendes gilt

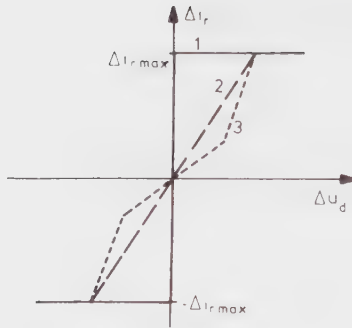


Bild 3.2.3/1 Reglerkennlinien

für die Kennlinie 3, bei der das System im Bereich der Ruhelage geringer gedämpft wird als außerhalb dieser Zone. Die Dämpfungswirkung ist gleich der eines spannungsabhängigen Widerstandes. Die Kennlinien 2 und 3 bilden Proportionalregler deren Dämpfungswirkung von der Verstärkung (Kennliniensteigung) und von der Begrenzung abhängt. Da die Stellgröße der Gleichspannungsregelung nicht direkt  $i_r$  bzw.  $i_2$  ist, sondern indirekt über die Primärleistung gesteuert wird, ist dieser Teil der Sekundärkreisregelstrecke beschrieben durch die Dgl. (2.3/4)

$$p_1^* = u_{\sim}^* i_{\sim}^* - G i_{\sim}^* \cdot \overset{\circ}{i}_{\sim}^* \quad (3.2.3/9)$$

davorgeschaltet. Betrachtet man bei der durch Gleichung (3.2.3/9) gegebenen nichtlinearen Regelstrecke die Wirkung einer Netzstromänderung  $\Delta i_{\sim}^*$  um den durch die Störgrößenaufschaltung vorgesteuerten Wert  $i_{\sim st}^*$ , so folgt mit

$$u_{\sim}^* = \hat{u}_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* \quad (3.2.3/10)$$

$$i_{\sim}^* = (\hat{i}_{\sim st}^* + \Delta i_{\sim}^*) \sin \omega_{\sim}^* t^*$$

$$\Delta p^* = p_1^* - p_{1st}^* = u_{\sim}^* (i_{\sim}^* - i_{\sim st}^*) - G (i_{\sim}^* \dot{i}_{\sim}^* - i_{\sim st}^* \dot{i}_{\sim st}^*)$$

$$\begin{aligned} \Delta p^* &= \hat{u}_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* \Delta i_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* - (\hat{i}_{\sim st}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* - \Delta i_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^*) \\ &\quad (\hat{i}_{\sim st}^* \omega_{\sim}^* \cos \omega_{\sim}^* t^* - \Delta i_{\sim}^* \omega_{\sim}^* \cos \omega_{\sim}^* t^* - \Delta i_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^*) \\ &\quad - \hat{i}_{\sim st}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* \cdot \hat{i}_{\sim st}^* \omega_{\sim}^* \cos \omega_{\sim}^* t^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta p^* &= (\hat{u}_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* - G \hat{i}_{\sim st}^* 2 \omega_{\sim}^* \cos \omega_{\sim}^* t^*) \Delta i_{\sim}^* \sin \omega_{\sim}^* t^* \\ &\quad - G \hat{i}_{\sim st}^* \Delta i_{\sim}^* \sin^2 \omega_{\sim}^* t^* \end{aligned} \quad (3.2.3/11)$$

$$\Delta p^* = V_1(t) (\Delta i_{\sim}^* - T_1^* \Delta \dot{i}_{\sim}^*)$$

Die Verstärkung  $V_1$  ist zeitabhängig und wird im wesentlichen durch

$$V_1 = \hat{u}_{\sim}^* \sin^2 \omega_{\sim}^* t^* \quad (3.2.3/12)$$

bestimmt. Die Zeitkonstante  $T_1^*$  ergibt sich zu

$$T_1^* = \frac{G \hat{i}_{\sim st}^*}{\hat{u}_{\sim}^*} \quad (3.2.3/13)$$

Vernachlässigt man den dämpfend wirkenden Selbstregeleffekt, so folgt

$$\Delta i_2^* u_{dN}^* = \Delta p^* \quad (3.2.3/14)$$

Das Übertragungsverhalten einer Netzstromänderung  $\Delta i_{\sim}^*$  auf eine Sekundärstromänderung  $\Delta i_2^*$  ist durch die Reihenschaltung einer zeitabhängigen Verstärkung  $V_{\sim} = \sin^2 \omega^* t^*$  und einer linearen Übertragungsfunktion  $F_{s1}(s^*)$  näherungsweise angebar.

$$F_{s1}(s^*) = \hat{V}_1 (1 - s^* T_1^*) \quad (3.2.3/15)$$

$$\hat{V}_1 = \frac{\hat{u}_{\sim}^*}{u_{dN}^*}$$

Diese zeitvariante Strecke bildet zusammen mit der Regelstrecke des Sekundärkreises die in Bild 3.2.3/2 dargestellte vereinfachte Gleichspannungsregelstrecke.

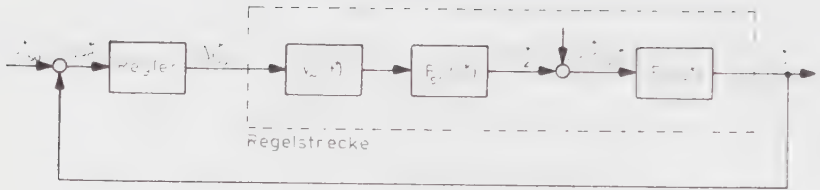


Bild 3.2.3/2 Gleichspannungsregelkreis

Zur Erzielung einer "leistungsmaximalen" Regelung müßte ein Regler die Wirkung der zeitabhängigen Verstärkung und die Übertragungsfunktion  $F_{s1}$  kompensieren. Dieses ist aus Stabilitätsgründen nicht möglich. Da für die Dämpfung der Sekundärkreisregelung die Reglerproportionalverstärkung maßgebend ist, soll ein linearer Regler mit einem Proportional- und einem Integralanteil an die Strecke angepaßt werden. Der Integralanteil ist notwendig, damit Störgrößeneinwirkungen keine bleibende Regelabweichungen  $\Delta u_d^*$  verursachen. Für die Reglerübertragungsfunktion  $F_R(s^*)$  gilt

$$F_R(s^*) = V_R \frac{1 - s^* T_R^*}{s^* T_R^*} \quad (3.2.3/16)$$

Um eine Abschätzung für die Dimensionierung des P-I-Reglers zu erhalten, wird die zeitabhängige Verstärkung  $V_m$  auf den Maximalwert  $V_{m\max} = 1$  konstant gehalten. Für den so vereinfachten Regelkreis kann eine Störübertragungsfunktion angegeben werden.

$$F_{St}(s^*) = \frac{u_d^*(s^*)}{-\Delta i_d^*(s^*)} = \frac{F_s(s^*)}{1 + F_s(s^*) F_R(s^*) F_{s1}(s^*)} \quad (3.2.3/17)$$

$$F_{St}(s^*) = \frac{c_1 s^* + c_3 s^{*3}}{d_0 + d_1 s^* + d_2 s^{*2} + d_3 s^{*3} + d_4 s^{*4}}$$

mit

$$c_1 = c_3 = b \cdot T_R^* \quad (3.2.3/18)$$

$$d_0 = b \cdot V_R \cdot V_1 \quad (3.2.3/19)$$

$$d_1 = b \cdot V_R \cdot V_1 \cdot (T_R^* - T_1^*) = d_3 \quad (3.2.3/20)$$

$$d_2 = T_R^* (1 + ab) + V_R \cdot V_1 \cdot b \cdot (1 - T_R^* \cdot T_1^*) \quad (3.2.3/21)$$

$$d_4 = T_R^* (1 - b \cdot V_R \cdot V_1 \cdot T_1^*), \quad (3.2.3/22)$$

Verlangt man von der Störübertragungsfunktion die für lineare zeit-invariante Systeme notwendige Stabilitätsbedingung, daß alle Koeffizienten des Nennerpolynoms gleiches Vorzeichen haben müssen, so folgt aus Gl. (3.2.3/20) und Gl. (3.2.3/22)

$$T_R^* \geq T_1^* \quad (3.2.3/23)$$

$$V_R \leq \frac{1}{b \cdot V_1 \cdot T_1^*} \quad (3.2.3/24)$$

wobei für  $T_1^*$  und  $V_1$  jeweils die Maximalwerte

$$T_{1\max}^* = \frac{G \cdot \hat{i}_{\sim N}^*}{\hat{u}_{\sim \min}^*} \quad (3.2.3/25)$$

$$V_{1\max} = \frac{\hat{u}_{\sim \max}^*}{u_{dN}^*} \quad (3.2.3/26)$$

einzusetzen sind. Durch eine Analogrechnersimulation wurde für die so ermittelten Reglerparameter die Stabilität der Regelung bestätigt. In einer weiteren Untersuchung wird ermittelt, wie die Parameter des P-I-Reglers die Dämpfung des Regelkreises beeinflussen. Hierbei wird von einer nicht vereinfachten Sekundärkreisregelstrecke nach Bild 3.2.3/3 ausgegangen.

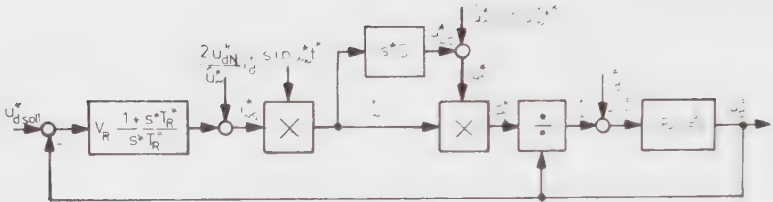


Bild 3.2.3/3 Sekundärkreisregelung

Zur Untersuchung der Dämpfungswirkung der Gleichspannungsregelung wird vor und hinter der Sekundärkreisregelstrecke  $F_s$  der Regelkreis geöffnet. Anlehnend an das Verfahren der Harmonischen Balance wird der Gleichspannung  $u_{dN}$  eine Wechselkomponente  $\Delta u_d$  überlagert. Die Auswirkung dieser Wechselkomponente  $\Delta u_d$  auf den Sekundärkreisstrom  $i_r$  wird untersucht. Hieraus kann durch Integration der Leistung ein äquivalenter Dämpfungsparallelleitwert ermittelt werden. Wählt man als Gleichspannungsansatz

$$u_d = u_{dN} - \Delta u_d \sin \omega t ; \quad \Delta u_d \ll u_{dN} \quad (3.2.3/27)$$

so kann die von dieser Erregung längs des Regelkreises verursachte Reaktion bis zum Strom  $i_r$  bestimmt werden. ( Ausführliche Berechnung siehe Anhang A 2 ). Um den von der Regelung erzeugten Dämpfungseffekt zu bestimmen, sind die im Strom  $i_r$  mit  $\Delta u_d \sin \omega t$  frequenz- und phasengleichen Anteile zu bestimmen. Nur diese Anteile bilden mit der erregenden Spannung eine Wirkleistung, die ein äquivalenter Dämpfungsparallelleitwert  $G_D$  verbrauchen würde. Aus der Berechnung im Anhang A 2 folgt für  $G_D$  die Gleichung

$$G_D^* \approx V_R \frac{\hat{u}_{dN}^*}{2 u_{dN}^*} \left( 1 - \frac{T_1^*}{T_R^*} \right) . \quad (3.2.3/28)$$

Zur Erzielung eines positiven Dämpfungsleitwertes  $G_D \geq 0$  gilt die gleiche obere Grenze für die bezogene Nachstellzeit des Reglers  $T_R \geq T_1$  wie nach der Koeffizientenbestimmung in Gl. ( 3.2.3/20 ). Aus Gleichung ( 3.2.3/28 ) ist ersichtlich, daß die effektive Dämpfung proportional mit  $V_R$  ansteigt. Dieses ist auch aus den Betrachtungen der suboptimalen Dämpfungsregelung abzuleiten. Durch den notwendigen I-Anteil wird die effektive Dämpfung verringert. Die Nachstellzeit sollte im Gegensatz zur Minimisierung der Störgrößeneinwirkung möglichst groß gewählt werden. Während die Proportionalverstärkung nach Gl. ( 3.2.3/24 ) mit  $V_1 = V_{1\max}$  und  $T_1 = T_{1\max}$  dimensioniert werden kann, ist für die Nachstellzeit  $T_R$  dagegen ein Kompromiß zwischen einer guten Störgrößenausregelung und einer guten Dämpfung zu suchen. Verlangt man eine effektive Dämpfung mit  $G_D \geq Z_{dN}$ , so folgt aus Gl. (3.2.3/28) für  $T_R$

$$T_R = T_{1\max} \frac{1}{1 - \frac{2 Z_{dN}^* u_{dN}^*}{V_R u_{\sim\min}^*}} \quad (3.2.3/29)$$

mit

$$V_R = \frac{1}{b \cdot V_{1\max} \cdot T_{1\max}^*} \quad (3.2.3/30)$$

Für die in Abschnitt 5 dimensionierte Schaltung mit den Kenngrößen

$$\begin{aligned} V_{1\max} &= 1,13 ; \quad T_{1\max} = 0,97 \, t_0 \\ \hat{u}_{\sim\min} &= 0,66 \, u_{dN} ; \quad b \, T_{1\max}^* = 0,192 \, Z_{dN}^* , \end{aligned} \quad (3.2.3/31)$$

ergeben sich folgende Reglerparameter

$$\begin{aligned} V_R &= 4,6 \, Y_{dN} \\ T_R &= 2,83 \, t_0 . \end{aligned} \quad (3.2.3/32)$$

Eine Überprüfung dieser Reglerdimensionierung auf dem Analogrechner ergab ein gutes Verhalten in bezug auf Störgrößenausregelung und Dämpfung. Die relativ große Proportionalverstärkung  $V_R$  wurde durch eine geknickte Kennlinie nach 3) in Bild 3.2.3/1 realisiert. Hierdurch konnte trotz der auch im stationären Zustand vorhandenen Welligkeit der Gleichspannung bedingt durch das nichtstetige Übersetzungsverhältnis des realen Übertragers die Reglerausgangsgröße im stationären Betrieb begrenzt und damit eine weitgehende Beruhigung um die Gleichspannungsruhelage  $u_{dN}$  bei hinreichend guter Dämpfung erreicht werden. Die entsprechende konkrete Dimensionierung sowie einige Oszillogramme sind in Abschnitt 5 aufgezeigt.

#### 3.2.4 Zusammenfassung der Sekundärkreisregelung

In Bild 3.2.4/1 ist die Struktur des Sekundärkreisreglers mit der Störgrößenaufschaltung, dem Gleichspannungsregler und der Bildung des Netzstromsollwertes eingezeichnet.

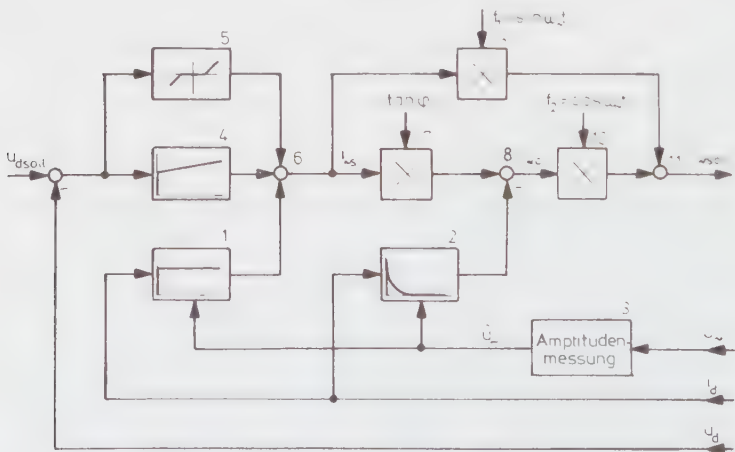


Bild 3.2.4/1 Struktur des Sekundärkreisreglers

In den Blöcken 1 und 2 werden die Funktionen der Störgrößenaufschaltung gebildet, wobei die zur Netzspannungsadaption benötigte Netzspannungsamplitude in Block 3 erzeugt wird.

Der Gleichspannungsregler besteht aus Block 4 und 5. Parallel zu einem linearen P-I-Regler mit einer Proportionalverstärkung

$V_R' = 0,5 V_R$  und der Nachstellzeit  $T_R$  ist ein Kennlinienglied vorgesehen, daß außerhalb einer Ruhezone von  $0,05 u_{dN}$  um den Nennpunkt eine Kennliniensteigung von  $V_K' = 0,5 V_R$  hat. Im Summierer 6 wird der Sollwert der Wirkstromamplitude gebildet. Der Sollwert der Blindstromamplitude wird im Summierer 8 aus dem stationären Blindstromsollwert  $i_{\sim c \text{ st.}} = i_{\sim s} \cdot \tan \varphi$  und der dynamischen Störgrößenaufschaltung erzeugt. Der Zeitverlauf des Netzstromsollwertes ist durch entsprechende Multiplikationen der Wirk- und Blindstromfaktoren mit den entsprechenden harmonischen Basisfunktionen  $f_1$  und  $f_2$  in den Multiplizierern 9 und 10 und anschließender Summation im Summierer 11 zu gewinnen. Der so gebildete Netzstromsollwert dient der unterlagerten Primärkreisregelung als Führungsgröße, auf die der Netzstrom geregelt werden muß.

### 3.3 Primärkreisregelung

#### 3.3.1 Allgemeines

Die Primärkreisregelung regelt den Netzstrom auf den durch die Sekundärkreisregelung vorgegebenen Sollwert. Der aus dem Netz bezogene Netzstrom muß dem Momentanwert des Sollwertes nachgeführt werden. Als Stellgrößen dienen die Übersetzungsstufen des Übertragers, die durch Zünden bzw. Löschen entsprechender Ventilzweige gesteuert werden. Damit die Primärkreisregelung für alle nach dem Wirkungsprinzip der Grundsaltung Bild (1.2/3) arbeitenden Schaltungen anwendbar ist, wird sie für einen allgemeinen n-stufigen Übertrager abgeleitet. In Abschnitt 4 werden dann die

Anpassungen an die entsprechenden Schaltungen aufgezeigt.

Ein n-stufiger Übertrager kann n+1 verschiedene Übersetzungszustände annehmen. Aufgabe der Primärkreisregelung ist es, durch Steuerung der n+1 möglichen Übersetzungswerte den Netzstrom möglichst netzrückwirkungsarm dem harmonischen Sollwert nachzuführen, wobei folgende Bedingungen gelten sollen.

1. Die Soll-Ist-Differenz des Netzstromes soll vorgegebene Grenzwerte ( Toleranzgrenzen ) nicht überschreiten.
2. Die effektiv den Netzstrom beeinflussende Schaltfrequenz soll minimal gehalten werden.

Durch die Bedingung 1. wird eine Strom- bzw. Leistungsführung in einem vorgegebenen Toleranzband um den Sollwert erreicht. Bedingung 2. dient zur Verlagerung des Frequenzspektrums des Verzerrungsstromes zu niedrigeren Frequenzen hin und führt damit zu einer Verringerung der Störungen ( psophometrischer Störstrom ) auf Signal- und Telefonleitungen. Außerdem werden durch eine geringe Umschalthäufigkeit die Verluste in den Ventilen und Löscheinrichtungen reduziert.

### 3.3.2 Netzstromregelung mit optimaler Stellgrößenauswahl

Der Primärkreis einer Stromrichterschaltung mit n-stufigem Übertrager ist in Bild 3.3.2/1 dargestellt.

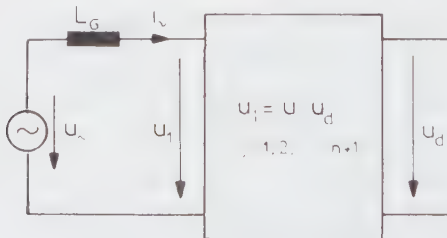


Bild 3.3.2/1 Primärersatzschaltbild mit n-stufigem Übertrager

Zur Vereinfachung ist die Gleichspannung  $u_d$  zunächst als konstant angenommen. Die zeitliche Ableitung des Netzstromes folgt zu

$$\frac{d i_{\sim}}{d t} = \frac{1}{L_G} ( u_{\sim} - u_1 ) . \quad (3.3.2/1)$$

Mit  $u_1 = \ddot{u}_1 u_d$  und entsprechend normiert ergibt sich

$$\frac{d i_{\sim}^*}{d t^*} = \frac{1}{G} ( u_{\sim}^* - \ddot{u}_1 \cdot u_d^* ) , \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (3.3.2/2)$$

Für den Sollwert des Netzstromes  $i_{\sim \text{soll}}^*$  gilt ebenso

$$\frac{d i_{\sim \text{soll}}^*}{d t^*} = \frac{1}{G} ( u_{\sim}^* - u_{1 \text{soll}}^* ) . \quad (3.3.2/3)$$

Die Ableitung der Soll-Ist-Differenz des Netzstromes  $\Delta i_{\sim}^*$  ist durch die Differenz der Gln. (3.3.2/2) und (3.3.2/3) gegeben.

$$\frac{d}{d t^*} ( i_{\sim \text{soll}}^* - i_{\sim}^* ) = \frac{d}{d t^*} \Delta i_{\sim}^* = \frac{1}{G} ( \ddot{u}_1 \cdot u_d^* - u_{1 \text{soll}}^* ) . \quad (3.3.2/4)$$

Der Zeitverlauf der Größe  $u_{1 \text{soll}}^*$  ist durch Umstellung der Gleichung (3.3.2/3) aus der zu messenden Netzspannung und dem Netzstrom-sollwert zu bestimmen.

$$u_{1 \text{soll}}^* = u_{\sim}^* - G \frac{d}{d t^*} i_{\sim \text{soll}}^* . \quad (3.3.2/5)$$

Wird durch eine entsprechende Dimensionierung  $u_d \geq |u_{1 \text{soll max}}|$  gewählt und ist außerdem  $\ddot{u}_{\text{max}} = 1$  bzw.  $\ddot{u}_{\text{min}} = -1$ , so kann die Ableitung von  $\Delta i_{\sim}^*$  nach Gl. (3.3.2/4) durch die Steuerung der entsprechenden Übersetzungswerte beide Polaritäten annehmen. Es ist daher möglich, die Soll-Ist-Differenz  $\Delta i_{\sim}$  in einem vorgegebenen Toleranzband  $\pm \Delta i_{\sim \text{max}}$  zu führen.

Erreicht der Netzstrom  $i_{\sim}$  die positive Toleranzgrenze  $i_{\sim} = i_{\sim \text{soll}} + \Delta i_{\sim \text{max}}$ , so wird eine Übersetzung  $\ddot{u}$  gesteuert, daß die Gl. (3.3.2/4) positiv

und somit die Soll-Ist-Differenz des Netzstromes geringer wird. Der Netzstrom kehrt in das Toleranzband zurück. Beim Erreichen der negativen Toleranzgrenze wird eine Übersetzung gesteuert, durch die die Soll-Ist-Differenz  $\Delta i_{\sim}^*$  negativ wird und wiederum eine Rückführung des Netzstromes in das Toleranzband  $\pm \Delta i_{\sim}^*_{\max}$  erfolgt. Um neben der Bedingung 1. auch die Bedingung 2. zu erfüllen, sollen beim Erreichen der Toleranzgrenzen nur jeweils die Übersetzungen gesteuert werden, die eine minimale positive bzw. negative Steigung der Regelabweichung  $\Delta i_{\sim}^*$  erzeugen. Die beiden Übersetzungen  $\ddot{u}$  für die die Gl. (3.3.2/4) den betragsmäßig minimalen positiven bzw. negativen Wert annimmt, sollen als optimale Übersetzungen bezeichnet werden. Diese optimalen Übersetzungen sind vom Augenblickswert von  $u_{1\text{ soll}}$  abhängig. Durch die ausschließliche Steuerung der optimalen Übersetzungen wird der Istwert dem Sollwert bestmöglich, d.h. mit einer minimalen Steigungsdifferenz im Toleranzband nachgeführt.

Zur Auswahl der optimalen Übersetzungswerte wird der nach Gl. (3.3.2/5) gebildete Sollwert der Übertragereingangsspannung  $u_{1\text{ soll}}$  in  $n$  Bereiche geteilt. Nummeriert man die Übersetzungen  $\ddot{u}_i$  der Größe nach

$$\ddot{u}_{i+1} - \ddot{u}_i > 0 \quad i = 1, 2, \dots, n \quad , \quad (3.3.2/6)$$

so sind zur Bereichskennzeichnung von  $u_{1\text{ soll}}$  die Boole'schen Variablen  $A_i$  ( $i = 1, \dots, n$ ) definiert.

$$A_i = \begin{cases} 1 & \text{für } \ddot{u}_{i+1} u_d < u_{1\text{ soll}} \leq \ddot{u}_i u_d \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad , \quad (3.3.2/7)$$

Jeder Bereich wird durch zwei benachbarte, für diesen Bereich optimale Übersetzungen begrenzt. Es kann somit eine direkte Zuordnung der Spannungsbereiche  $A_i$  zu den optimalen Übersetzungen erfolgen.

In Bild 3.3.2/1 sind die den Übersetzungen  $\bar{u}_i$  zugeordneten Übersetzungszustände  $Z(i)$  in einem Zustandsdiagramm dargestellt.

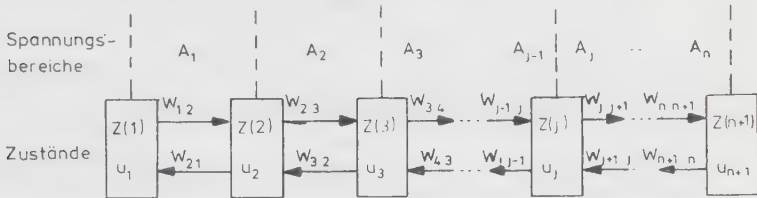


Bild 3.3.2/1 Zustandsdiagramm und Spannungsbereiche

Neben den Spannungsbereichen  $A_i$  sind die zulässigen Übergänge  $W_{i,i\pm 1}$  zwischen den optimalen Übersetzungszuständen eingezeichnet. Zur Regelung des Netzstromes durch Steuerung der aus den Spannungsbereichen  $A_i$  abzuleitenden optimalen Übersetzungszustände  $Z(i)$ ,  $Z(i+1)$  ist ein Sollwert-Istwert-Vergleich des Netzstromes notwendig. Hierzu werden zwei Boole'sche Variable  $\alpha, \beta$  aus der Soll-Ist-Differenz des Netzstromes definiert.

$$\alpha = \begin{cases} 1 & \text{für } \Delta i_{\sim} = i_{\sim \text{soll}} - i_{\sim} \leq -\Delta i_{\sim \text{max}} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.3.2/8)$$

$$\beta = \begin{cases} 1 & \text{für } \Delta i_{\sim} \geq \Delta i_{\sim \text{max}} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.3.2/9)$$

Mit diesen Toleranzbandvariablen, die als Ausgangsgröße eines Dreipunktreglers zu ermitteln sind, den Variablen  $A_i$  der Stellgrößenwahl und den Zuständen  $Z(i)$  sind die optimalen Zustandsänderungen  $W_{i,i\pm 1}$  in Form von Gleichungen angebar.

$$\begin{aligned} W_{i,i+1} &= (A_i \wedge \alpha) \vee (Z(i) \wedge A_j) & j > i \\ W_{i+1,i} &= (A_i \wedge \beta) \vee (Z(i+1) \wedge A_k) & k < i \end{aligned} \quad (3.3.2/10)$$

Die Struktur der unterlagerten Stromregelung ist in Bild 3.3.2/3 zusammenfassend dargestellt.

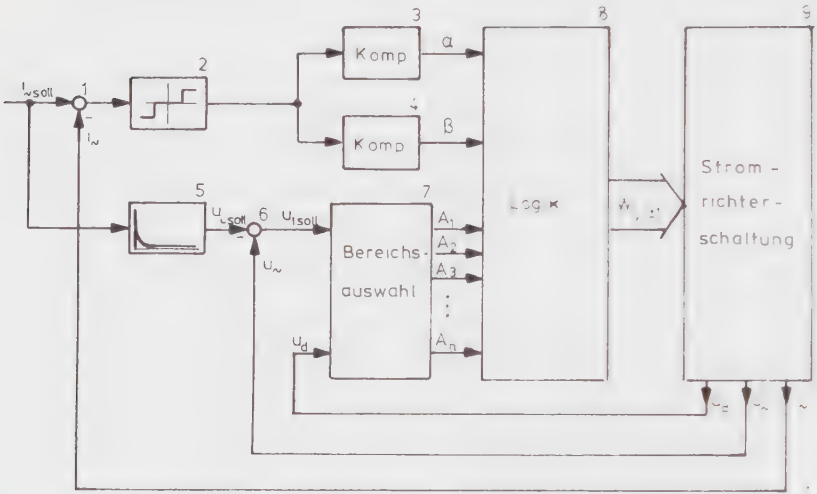


Bild 3.3.2/3 Blockstruktur der unterlagerten Stromregelung

Im Summierer 1 wird die Soll-Ist-Differenz des Netzstromes gebildet und einem Dreipunktregler 2 zugeführt. Die Komperatoren 3,4 liefern die binären Toleranzbandvariablen  $\alpha, \beta$ . Im Differenzierer 5 und im Summierer 6 wird der Sollwert der Übertragereingangsspannung  $u_{1soll}$  nach Gl. ( 3.3.2/5 ) gebildet. In Block 7 erfolgt die Bildung der binären Bereichsvariablen  $A_i$  gemäß Gl. ( 3.3.2/7 ). Die optimalen Stellgrößen  $w_{i,i+1}$  werden in Block 8 entsprechend den Gln. ( 3.3.2/10 ) und ( 3.3.2/11 ) erzeugt und einer Stromrichterschaltung 9 mit n-stufigem Übertrager zugeführt.

### 3.4 Zusammenfassung der Regel- und Steuereinrichtung

Bild 3.4/1 ist eine zusammengefaßte schematische Darstellung der in Abschnitt 3.2 und 3.3 entworfenen Regel- und Steueranordnungen. Mit diesem Regel- und Steuerprinzip können alle Stromrichterschaltungen geregelt und optimal gesteuert werden, die in ihrer Wirkungsweise auf die Grundsaltung Bild 1.2/3 zurückzuführen sind.

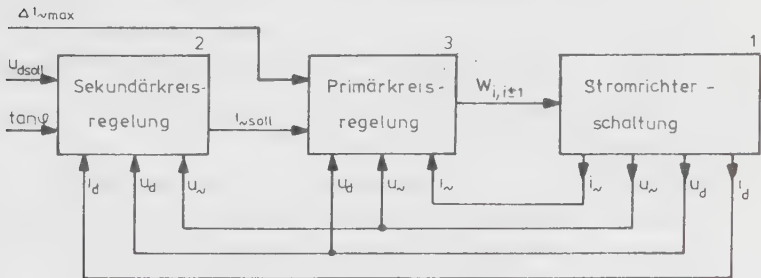


Bild 3.4/1 Regel- und Steueranordnung

Von der Stromrichterschaltung werden die primär- und sekundärseitigen Spannungen und Ströme  $u_w$ ,  $i_w$ ,  $u_d$ ,  $i_d$  der Sekundärkreisregelung Block 1 und der nachgeschalteten Primärkreisregelung Block 2 zugeführt. Sollgrößen sind  $u_{d\text{ soll}}$ ,  $\Delta i_{\text{max}}$  und  $\tan\varphi$  des Phasenwinkels  $\varphi$  zwischen Netzspannung und Netzstromgrundschwingung. Die Sekundärkreisregelung regelt die Gleichspannung  $u_d$  durch Vorgabe eines Netzstromsollwertes an die Primärkreisregelung, die den Netzstrom durch optimale Zustandsänderungen  $W_{i,i\pm 1}$  im Toleranzband des Sollwertes regelt. Diese für eine Stromrichterschaltung mit n-stufigem Übertrager hergeleitete Regel- und Steuerung kann auch auf Schaltungen übertragen werden, die sich nur in ihrer Gesamtwirkungsweise wie die n-stufige Grundsaltung verhalten. In Abschnitt 4 werden die erforderlichen Steuerungsanpassungen für eine Klasse von Stromrichterschaltungen systematisch hergeleitet.

## 4 Steuerungsanpassung für mehrstufige Stromrichterschaltungen

### 4.1 Allgemeines

Die aktiv schaltenden Bauelemente in Stromrichterschaltungen sind Halbleiterventile. Im Rahmen dieser Arbeit werden Schaltungseinzelheiten zum Betrieb und Schutz der Halbleiter nicht untersucht. Als kleinste zu steuernde Baugruppe werden daher idealisierte ungesteuerte Diodenzweige bzw. zünd- und löschfähige Ventilzweige betrachtet. Die dazu benötigten Löschvorrichtungen sowie die Überwachung der Funktionsfähigkeit (Freiwerdezeit, Löschfähigkeit, usw.) werden nicht behandelt, dies gehört zum derzeitigen Stand der Technik.

Mit Hilfe gesteuerter und ungesteuerter Ventilzweige lassen sich in einfachster Form zweistufige Übertragergrundschaltungen (Bild 1.2/1 und Bild 1.2/2) realisieren. Durch netzseitige Reihen- bzw. Parallelschaltungen dieser zweistufigen Übertrager in Verbindung mit getrennten Einspeisewicklungen und Kopplungs-drosseln sind Schaltungen möglich, deren netzseitige Rückwirkungen der mehrstufiger Übertrager gleich sind. Sekundärseitig können diese so geschalteten Übertrager auf einen oder aber auch auf mehrere selbstständige Gleichspannungszwischenkreise mit unabhängigen Verbrauchern wirken.

In den nachfolgenden Abschnitten werden die besonderen Steuerungsmaßnahmen, die dieses ermöglichen, systematisch entwickelt.

### 4.2 Zweistufige Stromrichterschaltungen

#### 4.2.1 Zwei-Quadrant-Stromrichterschaltung (2Q-St)

Der Übertrager einer Zwei-Quadrant-Stromrichterschaltung

Bild 4.2.1/1 besteht aus zwei antiparallelen, löschbaren Ventilzweigen T1, T2 sowie den vier ungesteuerten Ventilzweigen D1 bis D4 einer Einphasenbrückenschaltung.

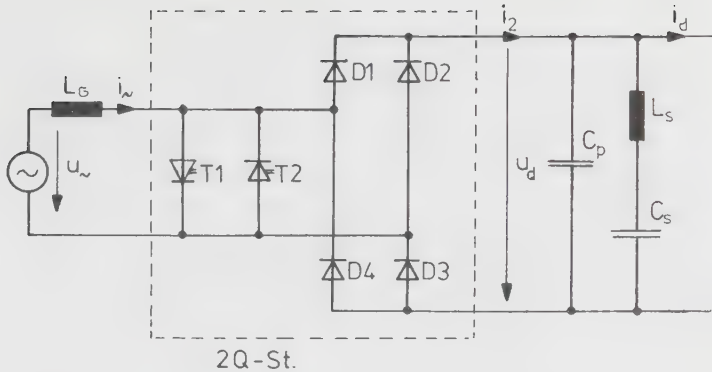


Bild 4.2.1/1 Zwei-Quadrant-Stromrichterschaltung

Der Strom  $i_2$  kann nur in Richtung seines Zählpfeiles fließen, d.h. die Leistung  $p_1$  am Übertragereingangstor ist immer größer oder gleich Null. Der Betrieb im  $u_1, i_w$  Koordinatensystem kann nur im ersten oder dritten Quadranten erfolgen. Hierdurch ist eine Einschränkung bezüglich des Phasenwinkels  $\varphi$  zwischen der Grundschwingung des Netzstromes und der Netzspannung gegeben.

Siehe /6/. Wird diese Einschränkung verletzt, so ergeben sich stromlose Phasen im Zeitverlauf des Netzstromes. Siehe /7/.

Der zweistufige Übertrager hat insgesamt drei Übersetzungszustände  $Z(l)$  mit  $l = \ddot{u}$ .

| Übersetzungszustand | Übersetzungswert   | Schaltzustand              |
|---------------------|--------------------|----------------------------|
| $Z(0)$              | $\ddot{u}(t) = 0$  | Kurzschluß von T1, T2      |
| $Z(1)$              | $\ddot{u}(t) = 1$  | T1, T2 gelöscht, $i_w > 0$ |
| $Z(-1)$             | $\ddot{u}(t) = -1$ | T1, T2 gelöscht, $i_w < 0$ |

Zwischen den drei Übersetzungszuständen gibt es nach Gl. (3.3.2/7) zwei Spannungsbereiche  $A_{-1}, A_0$ .

$$A_{-1} = \begin{cases} 1 & u_{1 \text{ soll}} \leq 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (4.2.1'1)$$

$$A_0 = \begin{cases} 1 & u_{1 \text{ soll}} > 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Aus Gl. (3.3.2/10) ergeben sich die vier optimalen Zustandsänderungen. Die Zuordnung der Löscho- und Zündbefehle zu den Zustandsänderungen ist in Tabelle 4.2.1/1 angegeben.

| Zustandsänderung | Ventilzweige |    |
|------------------|--------------|----|
|                  | T1           | T2 |
| $W_{-1,0}$       |              | z  |
| $W_{0,-1}$       |              | l  |
| $W_{0,+1}$       | l            |    |
| $W_{+1,0}$       | z            |    |

Tabelle 4.2.1/1 Zünd- und Löschobefehlzuordnung (2Q-St)  
z: zünden, l: löschen

#### 4.2.2 Vier-Quadrant-Stromrichterschaltung (4Q-St)

Die Vier-Quadrant-Stromrichterschaltung ist in Bild 4.2.2/1 gezeigt. Antiparallel zu den Dioden D1 bis D4 einer ungesteuerten Einphasenbrückenschaltung sind löschobare Ventilzweige T1 bis T4 geschaltet. Die Vier-Quadrant-Stromrichterschaltung hat im Gegensatz zur Zwei-Quadrant-Stromrichterschaltung keine Leistungsrichtungsbeschränkung in der Betriebsweise, weil der an den Gleichspannungszwischenkreis abgegebene Strom beide Polaritäten annehmen kann. Bezüglich der resultierenden Übersetzungszustände, sowie der optimalen Zustandsänderungen unterscheiden sich der Vier-Quadrant-Stromrichter (4Q-St) und der Zwei-Quadrant-Stromrichter (2Q-St) nicht.

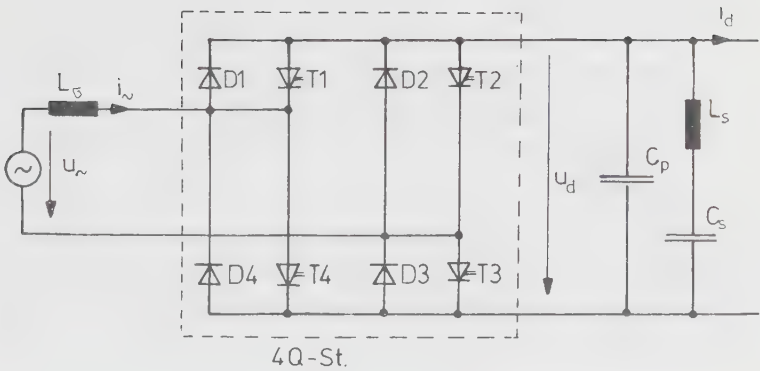


Bild 4.2.2/1 Vier-Quadrant-Stromrichterschaltung

Die Zuordnung der Zünd- und Löschbefehle ist vom Netzstrom abhängig und ist in Tabelle 4.2.2/1 angegeben.

| Zustandsänderung | Netzstrom $i_n$ | Ventilzweige |    |    |    |
|------------------|-----------------|--------------|----|----|----|
|                  |                 | T1           | T2 | T3 | T4 |
| $W_{-1,0}$       | $> 0$           |              |    |    | 1  |
|                  | $< 0$           |              |    | z  |    |
| $W_{0,-1}$       | $> 0$           |              |    |    | z  |
|                  | $< 0$           |              |    | 1  |    |
| $W_{0,+1}$       | $> 0$           |              | 1  |    |    |
|                  | $< 0$           | z            |    |    |    |
| $W_{+1,0}$       | $> 0$           |              | z  |    |    |
|                  | $< 0$           | 1            |    |    |    |

Tabelle 4.2.2/1 Zünd- und Löschbefehlzuordnung (4Q-St)

z: zünden, 1: löschen

#### 4.3 Vierstufige Stromrichterschaltung durch netz-seitige Reihenschaltung eines 4Q-St ( 2Q-St ) und eines 2Q-St

Zur Erzielung einer vierstufigen Übertragerstruktur kann eine netz-seitige Reihenschaltung und gleichspannungsseitige Parallelschaltung zweier 2Q-St oder aber eines 2Q-St mit einem 4Q-St herangezogen werden. Der Einsatz zweier 4Q-St führt nicht zu einer netzseitigen Reihenschaltung. Da mindestens ein Potential des Gleichspannungs-zwischenkreises ständig mit beiden Einspeisekreisen galvanisch verbunden ist, ergeben sich resultierend zwei parallele Kreise, so daß eine derartige Anordnung eine netzseitige Parallelstruktur hat.

Die Schaltung ist in Bild 4.3/1 gezeigt.

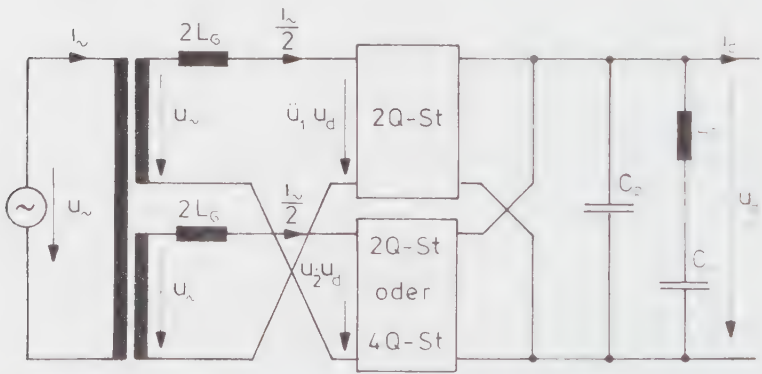


Bild 4.3/1 Vierstufige Stromrichterschaltung

Durch diese Schaltungsanordnung wird erreicht, daß durch beide Steller immer der gleiche Strom fließt. Wird vereinfachend das Windungszahlenverhältnis der Teilsekundärwicklungen zur Primärwicklung gleich eins gesetzt, so ergibt sich jeder Stellerstrom zu  $0,5 i_v$ . Ein Spannungsumlauf auf der Primärseite der Steller ergibt

$$-u_{\sim} - 2 L_G \frac{d}{dt} \frac{i_{\sim}}{2} - \ddot{u}_1 u_d - u_{\sim} - 2 L_G \frac{d}{dt} \frac{i_{\sim}}{2} - \ddot{u}_2 u_d = 0. \quad (4.3/1)$$

Durch 2 dividiert und umgestellt folgt

$$\frac{d}{dt} i_{\sim} = \frac{1}{L_G} \left( u_{\sim} - \frac{\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2}{2} u_d \right). \quad (4.3/2)$$

Ein Vergleich mit Gl. (3.3.2/1) zeigt, daß diese Schaltung sich in ihrer Wirkungsweise wie eine Grundsaltung nach Bild 1.2/1 mit  $\ddot{u} = 0,5 \cdot (\ddot{u}_1 + \ddot{u}_2)$  verhält. Für  $\ddot{u}$  ergeben sich 5 unterschiedliche Werte. Es ist zweckmäßig, die 5 Übersetzungszustände entsprechend der Summe der einzelnen Übersetzungswerte zu bezeichnen.

$Z(1)$  mit  $1 = \ddot{u}_1 + \ddot{u}_2$ . Die 5 Übersetzungszustände sind dann wie folgt gekennzeichnet  $Z(2)$ ,  $Z(1)$ ,  $Z(0)$ ,  $Z(-1)$  und  $Z(-2)$ .

Die vier Spannungsbereiche  $A_1$  bestimmt man nach Gl. (3.3.2/7) mit  $\ddot{u}_1 = \ddot{u}$ . Die optimalen Zustandsänderungen  $W_{i,i \pm 1}$  bestimmen sich nach Gl. (3.3.2/10). Die Zuordnung der acht Zustandsänderungen auf die jeweils vier Zustandsänderungen der beiden Steller ist in Tabelle 4.3/1 wiedergegeben.

|             | 2Q-St      | 4Q-St      |
|-------------|------------|------------|
| $W_{2,1}$   | $W_{1,0}$  |            |
| $W_{1,2}$   | $W_{0,1}$  |            |
| $W_{1,0}$   |            | $W_{1,0}$  |
| $W_{0,1}$   |            | $W_{0,1}$  |
| $W_{0,-1}$  |            | $W_{0,-1}$ |
| $W_{-1,0}$  |            | $W_{-1,0}$ |
| $W_{-1,-2}$ | $W_{0,-1}$ |            |
| $W_{-2,-1}$ | $W_{-1,0}$ |            |

Tabelle 4.3/1  
Zuordnung der Zustands-  
änderungen

Aus den Zustandsänderungen der Einzelsteller sind entsprechend den Tabellen 4.2.1/1 und 4.2.2/1 die Lös- und Zündbefehle ablesbar. Der Vorteil einer (2Q-St) - (4Q-St)- Schaltung liegt darin, daß für den Phasenwinkel  $\varphi$  zwischen dem Netzstrom  $i_{\sim}$  und der Grundschwingung der Stellereingangsspannung  $u_1$  ein großer Winkelbereich ( $\sim -30^\circ < \varphi < \sim 30^\circ$ ) zulässig ist.

#### 4.4 Mehrstufige Stromrichterschaltungen durch netzseitigen Parallelbetrieb mit einem Gleichspannungszwischenkreis

Zur Erzielung einer mehrstufigen Stromrichterschaltung können zweistufige Grundsaltungen (2Q-St) und (4Q-St) netzspannungsseitig und gleichspannungsseitig parallel geschaltet werden.

Hierbei können sowohl 2Q-St als auch 4Q-St eingesetzt werden.

Die parallelen Einspeisungen der in Bild 4.4/1 dargestellten Anordnung mit n parallel geschalteten Stellern muß über n potentialgetrennte Wicklungen erfolgen.

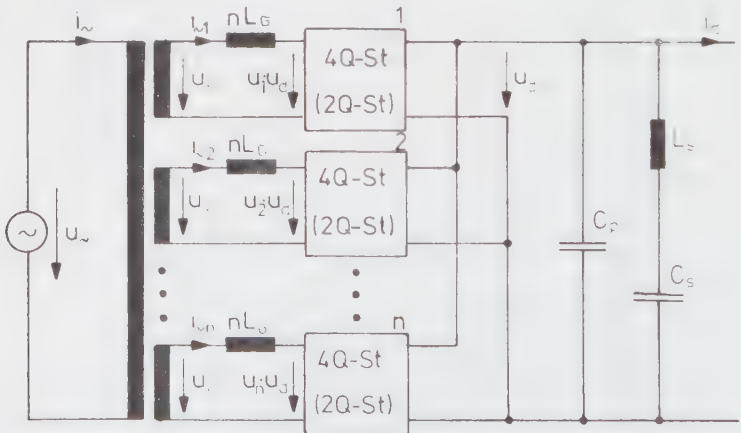


Bild 4.4/1 Mehrstufige Stromrichterschaltung durch netzseitigen Parallelbetrieb

Durch das vereinfachend o.B.d.A. gewählte Übersetzungsverhältnis der Wicklungen von 1:1 ergeben sich folgende Gleichungen

$$i_{\sim} = \sum_{i=1}^n i_{\sim i} \quad (4.4/1)$$

$$\frac{d i_{\sim i}}{dt} = \frac{1}{n L_G} (u_{\sim} - \ddot{u}_i u_d) \quad i = 1, \dots, n \quad (4.4/2)$$

Durch entsprechendes Differenzieren und Einsetzen folgt

$$\frac{d i_{\sim}}{dt} = \frac{1}{L_G} (u_{\sim} - \frac{u_d}{n} \sum_{i=1}^n \ddot{u}_i) \quad (4.4/3)$$

Die Schaltung verhält sich netzseitig wie die Grundsaltung mit einem Übertrager für dessen Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_G$  gilt

$$\ddot{u}_G = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \ddot{u}_i \quad (4.4/4)$$

Da jedes einzelne Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_i$  drei verschiedene Werte, -1, 0 und +1 annehmen kann, ergeben sich  $2n+1$  verschiedene Werte für  $\ddot{u}_G$ . Die Kombinationen von Einzelübersetzungszuständen, die ein gleiches  $\ddot{u}_G$  bilden, lassen sich zu einer Zustandsgruppe  $Z_G(l)$  zusammenfassen, wobei der Nummerierungsparameter  $l$  ( $2n+1$ ) verschiedene Werte annehmen kann.

$$l = \sum_{i=1}^n \ddot{u}_i = n \ddot{u}_G \quad (4.4/5)$$

Änderungen zwischen den Zuständen einer Zustandsgruppe sind vom speisenden Netz nicht zu bemerken.

Entsprechend der Ableitung in Abschnitt 3.3 sind nach Gl. (3.3.2/7)  $2n$  Spannungsbereiche  $A_i$  den  $2n+1$  möglichen Zustandsgruppen zuzuordnen. Bildet man zudem entsprechend den Gln. (3.3.2/8) und (3.3.2/9) die Toleranzbandvariablen  $\alpha, \beta$  der Regelabweichung des Netzstromes, so sind entsprechend den Gleichungen (3.3.2/10) die für das Netz wirksamen Übergänge  $W_{G1, l, 1}$

zwischen den Zustandsgruppen  $Z_G(l)$  anzugeben.

$$W_{G1,1+1} = (A_1 \wedge \alpha) \vee (Z_G(l) \wedge A_j) \quad j > 1 \quad (4.4/6)$$

$$W_{G1+1,1} = (A_1 \wedge \beta) \vee (Z_G(l+1) \wedge A_k) \quad k < 1 \quad (4.4/7)$$

Aus den Übergängen zwischen den Zustandsgruppen sind die zugehörigen Zustandsänderungen der einzelnen Steller abzuleiten.

Um eine möglichst gleichmäßige Stromaufteilung auf die  $n$  parallel arbeitenden Steller zu erzielen, ist unter Berücksichtigung minimaler Schalthäufigkeit zu fordern, daß sich die Einzelströme einem  $n$ -tel des Netzstromsollwertes möglichst gut anschmiegen. Hierzu soll das Gesamtübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_G$  nur aus benachbarten Übersetzungswerten  $\ddot{u}_i$  der einzelnen Steller gebildet werden. Ein positives (negatives)  $\ddot{u}_G$  soll nur aus positiven (negativen)  $\ddot{u}_i$  sowie  $\ddot{u}_i = 0$  gebildet werden, denn dann und nur dann sind die Unterschiede in den zeitlichen Änderungen der Stellerströme so klein wie physikalisch möglich. Durch diese sinnvolle Beschränkung der erlaubten Zustandskombinationen, die keinerlei Einschränkung der Funktionsfähigkeit bedeutet, haben jeweils  $|l|$  Steller der Zustandsgruppe  $Z_G(l)$  das Übersetzungsverhältnis  $|\ddot{u}| = 1$  und  $n - |l|$  Steller  $\ddot{u} = 0$ . Daraus ergeben sich für jede Zustandsgruppe  $Z_G(l)$   $p = \binom{1}{n}$  erlaubte Zustandskombinationen.

Zur Auswahl der Steller, bei denen eine Übersetzungszustandsänderung zu einer bestmöglichen Stromsymmetrierung führt, werden die Steller einer Zustandsgruppe nach zwei Merkmalen unterschieden. Einmal werden alle Steller mit dem größeren der beiden in dieser Gruppe vorkommenden Übersetzungswerten  $\ddot{u}_i$  getrennt von denen betrachtet, die das mathematisch kleinere (negativere) Übersetzungsverhältnis aufweisen. Innerhalb dieser Untergruppen werden die Steller nach der Höhe ihres Stellerstromes sortiert. An der Stelle 1 steht demnach aus der Gruppe mit dem mathematisch größeren  $\ddot{u}_i$  der Steller mit dem

mathematisch größten Stellerstrom, an der Stelle  $n$  aus der Gruppe mit dem kleineren  $\ddot{u}_i$  der Steller mit dem mathematisch kleinsten Stellerstrom. Von den  $k$  Stellern mit größerem  $\ddot{u}_i$  wird derjenige mit dem kleinsten Strom mit  $k$ , und der Steller aus der Gruppe mit dem kleineren  $\ddot{u}_i$  mit dem größten Strom wird mit  $k+1$  bezeichnet.

Durch Größenvergleich der Ströme der Steller 1 und  $k+1$  bzw.  $k$  und  $n$  ergeben sich maximal vier verschiedene Merkmalkombinationen. Läßt man nur Zustandsänderungen im Steller  $k$  bzw.  $k+1$  zu, so führt dies zu einer bestmöglichen Stromsymmetrierung, denn die Ströme dieser Steller haben die extremsten Abweichungen vom  $n$ -tel des Stromsollwertes und verringern diesen nach einer Zustandsänderung. Neben den Zustandsänderungen aufgrund eines Zustandsgruppenwechsels sind weitere Zustandsänderungen aus einer Regelung abzuleiten, die sicherstellen soll, daß die Beträge der einzelnen Stellerströme vorgegebene Grenzen nicht überschreiten. Hierzu wird die absolute Größe der Ströme der beiden ausgewählten Steller  $k$  und  $k+1$  überwacht. Zur steuerungstechnischen Weiterverarbeitung werden zwei Boole'sche Überwachungsvariablen  $e_k$  und  $e_{k+1}$  definiert.

$$e_k = \begin{cases} 1 & \left| \ddot{u}_k \right| > \left| \frac{\ddot{u}_{\text{soll}}}{n} \right| + \Delta i_{\text{max}} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.4/8)$$

$$e_{k+1} = \begin{cases} 1 & \left| \ddot{u}_{k+1} \right| > \left| \frac{\ddot{u}_{\text{soll}}}{n} \right| + \Delta i_{\text{max}} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases}$$

Die Zustandsänderungen der beiden zu jedem Zeitpunkt eindeutig definierten Steller  $k$  und  $k+1$  sind in Abhängigkeit von dem geforderten Gruppenzustandswechsel  $W_{Gl, l \pm 1}$  und den Überwachungsvariablen  $e_k$ ,  $e_{k+1}$  angebbbar.

Steller  $k$

$$W_{1,0}^{(0,-1)} = W_{Gl, l-1} \vee e_k \vee e_{k+1} \quad (4.4/9)$$

Steller  $k+1$

( 4.4/10 )

$$W_{0,1} = W_{G1,1+1} \vee e_k \vee e_{k+1} \quad .$$

Mit der Zuordnungsvorschrift G1. ( 4.4/9 ) und G1. ( 4.4/10 ) für die Zustandsänderungen der ausgewählten Steller  $k$  und  $k+1$  werden die  $n$  Steller optimal nach den in Abschnitt 3.3.1 aufgestellten Kriterien gesteuert. Für das speisende Netz wirksam sind nur die Zustandsänderungen, die mit einem Wechsel der Zustandsgruppe verbunden sind. Die paarweise hervorgerufenen Zustandsänderungen durch die Überwachungsvariablen erfolgen zwischen den Zustandsuntergruppen innerhalb einer Zustandsgruppe. Sie sind für den Netzstrom ohne Wirkung und dienen ausschließlich der Symmetrierung der Einzelströme.

In Bild 4.4/2 sind die vier Zustandsuntergruppen eingezeichnet, zwischen denen paarweise Zustandsänderungen durch die Überwachungsvariablen  $e_k$ ,  $e_{k+1}$  vorgenommen werden.

In jeder Zustandsuntergruppe sind die Steller getrennt für die beiden Übersetzungsverhältnisse nach der Größe der Stellerströme sortiert. Die Übersetzungswerte  $\ddot{u}_1$  bzw.  $\ddot{u}_{k+1}$  stehen für die Steller mit den math. größten Strömen, die Übersetzungswerte  $\ddot{u}_k$  bzw.  $\ddot{u}_n$  stehen für die Steller mit den math. kleinsten Strömen. Die Übersetzungswerte  $\ddot{u}_j$  bzw.  $\ddot{u}_m$  deuten die restlichen Steller an.

Eine Zustandsänderung wird nur im  $k$ -ten und  $k+1$ -ten Steller vorgenommen. Die Übergänge sind durch Pfeile gekennzeichnet, wobei die auslösenden Variablen  $e_k$ ,  $e_{k+1}$  angegeben sind. Die zu einer auslösenden Zustandsänderung komplementäre Zustandsänderung ist gestrichelt eingezeichnet.

Neben diesen Zustandsänderungen innerhalb einer Zustandsgruppe erfolgen Zustandsänderungen, die einen Wechsel der Zustandsgruppe und damit eine Wirkung auf den Netzstrom hervorrufen. Diese Zustandsänderungen sind in Bild 4.4/3 dargestellt. Zwischen den Zustandsgruppen sind die Spannungsbereiche  $A_j$  des Sollwertes der Übertragereingangsspannung eingetragen. Die vier Zustandsuntergruppen

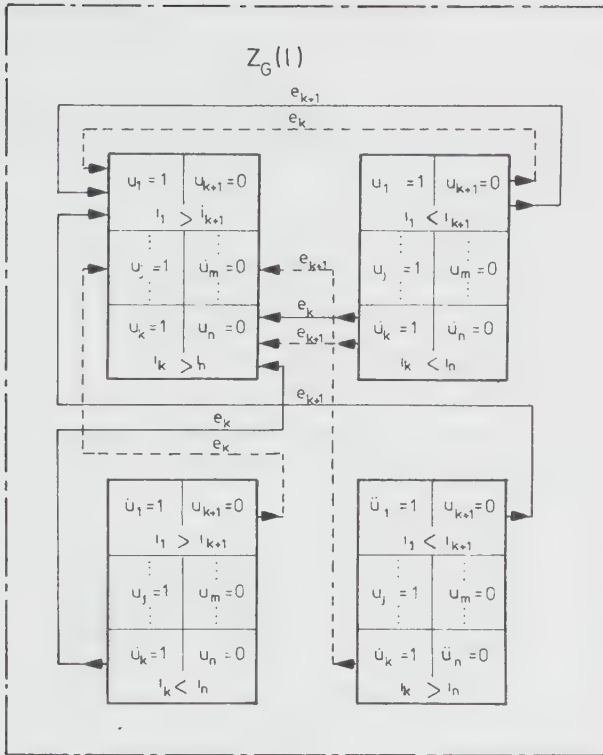


Bild 4.4/2 Zustandsänderungen innerhalb einer Zustandsgruppe

sind untereinander gezeichnet, um die Übergänge zu den Nachbarzustandsgruppen übersichtlich darstellen zu können. Die in den Bildern 4.4/2 und 4.4/3 dargestellten Zustandsuntergruppen sind auch für die Übersetzungswerte  $\ddot{u}=0$  und  $\ddot{u}=-1$  gültig. Hierbei ist  $\ddot{u}=1$  durch  $\ddot{u}=0$  und  $\ddot{u}=0$  durch  $\ddot{u}=-1$  zu ersetzen. Der Parameter  $k$ , der für  $l \geq 0$  gleich  $k=l$  zu setzen ist, bestimmt sich für  $l < 0$  zu  $k=n+l$ .

Aus den geforderten Zustandsänderungen der einzelnen Steller sind mit den Tabellen 4.2.1/1, 4.2.2/1 und 4.3/1 die Zünd- und Löschbefehle für die einzelnen Ventilzweige abzuleiten.



Bild 4.4/3 Zustandsänderungen zwischen Zustandsgruppen

#### 4.5 Mehrstufige Stromrichterschaltungen durch netzseitigen Parallelbetrieb mit mehreren selbständigen Gleichspannungszwischenkreisen

In Abschnitt 4.4 wurde die optimale Steuerung  $n$  parallel auf einen Gleichspannungszwischenkreis arbeitender Steller abgeleitet. Die netzseitige Rückwirkung ist die einer Grundschaltung mit einem  $2n$ -stufigen Übertrager und dem dadurch möglichen Grad der Annäherung an ein harmonisches Übersetzungsverhältnis. Eine entsprechende Annäherung an das ideale Übersetzungsverhältnis mit entsprechend kleinen Netzurückwirkungen läßt sich auch bei parallel arbeitenden Stromrichterschaltungen mit selbständigen Gleichspannungszwischenkreisen erreichen. Eine entsprechende allgemeine Parallelanordnung zeigt Bild 4.5/1, wobei jede der  $m$  parallelen Stromrichter mehrstufige Übertragerstrukturen entsprechend den Abschnitten 3.3, 4.2, 4.3 oder 4.4 enthalten kann.

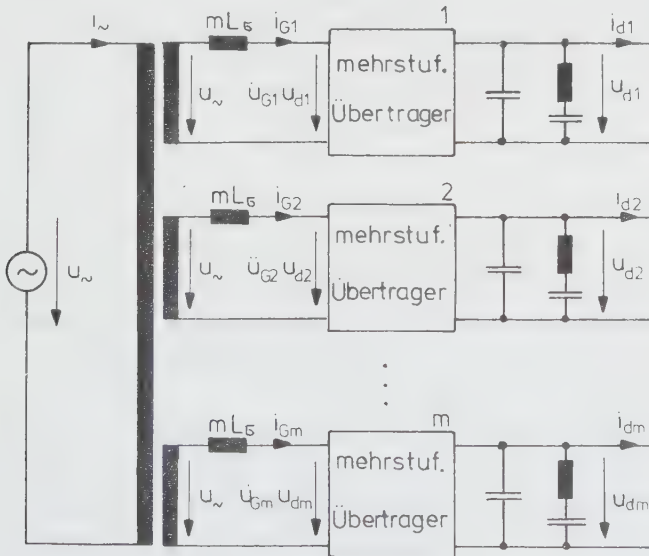


Bild 4.5/1 Parallelschaltung  $m$  mehrstufiger Stromrichtergruppen

Damit jede Stromrichtergruppe auch selbstständig betrieben werden kann, ist jeder Gruppe eine eigene Sekundär- und Primärkreisregelung mit entsprechender Steuerungsanpassung gemäß dem Abschnitt 3 und den Abschnitten 4.1 bis 4.4 zugeordnet. Die übergeordnete Steuerung greift nur disjunktiv in die Steuerung der einzelnen Gruppen ein. Setzt man o.B.d.A. zur Vereinfachung die Windungszahlenverhältnisse einer jeden Transformatorsekundärwicklung zur Primärwicklung gleich 1:1 und die Gleichspannungen  $u_{d1}$  bis  $u_{dm}$  gleich  $u_d$ , so ist für den Summennetzstrom  $i_s$  nur das Summenübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_S$

$$\ddot{u}_S = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \ddot{u}_{Gi} . \quad (4.5/1)$$

maßgebend. Die möglichen Summenübersetzungswerte  $\ddot{u}_S$  ergeben sich aus der Summe der möglichen Gesamtübersetzungswerte der einzelnen parallelen Stromrichtergruppen. Entsprechend dem Vorgehen in Abschnitt 4.4 lassen sich analog zu den Zustandsgruppen  $Z_{G1}(l_1)$  übergeordnete Zustandsklassen  $Z_S(l)$  mit

$$l = \sum_{i=1}^m l_i \quad (4.5/2)$$

definieren.

Die möglichen Kombinationen der Zustandsgruppen einer Zustandsklasse bilden alle das gleiche Summenübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_S$ . Zustandsänderungen, die nicht zu einem Wechsel der Zustandsklasse führen, verändern nicht das Summenübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_S$  und sind daher vom speisenden Netz her nicht zu bemerken. Sie zielen lediglich auf eine gleichmäßige Stromaufteilung der  $m$  Stellerströme. Nur die Zustandsänderungen die einen Wechsel der Zustandsklasse bewirken, haben einen Einfluß auf den Summennetzstrom. Damit der Summennetzstrom sich der Summe der Gruppenstromsollwerte anschmiegt, wird die Regelabweichung des Summennetzstromes aus den Regelabweichungen der Gruppenströme gebildet.

$$\Delta i_{\sim} = \sum_{i=1}^m \Delta i_{Gi} \quad . \quad (4.5/3)$$

Zur Steuerung von Übersetzungszustandsänderungen, die den Verbleib der Regelabweichung des Summennetzstromes innerhalb eines Toleranzbandes regeln, werden folgende Boole'sche Summentoleranzbandvariablen eingeführt.

$$\gamma = \begin{cases} 1 & \Delta i_{\sim} < - \Delta i_{\sim \max} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad (4.5/4)$$

$$\psi = \begin{cases} 1 & \Delta i_{\sim} > + \Delta i_{\sim \max} \\ 0 & \text{sonst.} \end{cases} \quad . \quad (4.5/5)$$

Zur Steuerung eines Zustandsklassenwechsels ist eine Zustandsänderung innerhalb einer Stromrichtergruppe vorzunehmen. Die Auswahl der Gruppe erfolgt in gleicher Weise wie die Auswahl der Steller innerhalb einer Gruppe in Abschnitt 4.4. Im Gegensatz zu Abschnitt 4.4 wird nicht die Symmetrierung der Gruppenströme sondern die gleichmäßige Verringerung der Regelabweichung der Gruppenströme angestrebt, denn die Führungsgrößen der einzelnen Gruppenströme können durchaus verschiedene Amplituden aufweisen. Die Gruppen werden getrennt nach positiven (Gruppe 1 bis k) und negativen (Gruppe k+1 bis m) zeitlichen Ableitungen der Gruppenstromregelabweichung  $\Delta i_{Gi}$  sowie nach der Größe von  $\Delta i_{Gi}$  sortiert. Mit k wird die Stromrichtergruppe gekennzeichnet, die bei positiver Ableitung von

$\Delta i_{Gi} = i_{Gi \text{ soll}} - i_{Gi}$  die math. größte Regelabweichung  $\Delta i_{Gi}$  aufweist. Entsprechend wird mit k+1 die Stromrichtergruppe bezeichnet, die bei negativer Ableitung von  $\Delta i_{Gi}$  die math. kleinste Differenz  $\Delta i_{Gi}$  hat. Nur in diesen beiden Gruppen wird eine Zustandsänderung durch die übergeordnete Steuerung eingeleitet. Der Steuereingriff innerhalb dieser ausgewählten Gruppen erfolgt über eine disjunktive Verknüpfung

der Summentoleranzbandvariablen  $\gamma, \psi$  mit den Toleranzbandvariablen  $\alpha, \beta$  der k-ten bzw. k+1-ten Stromrichtergruppe. Da die Gruppentoleranzbänder breiter als das Summentoleranzband zu wählen sind, übernehmen die Gruppentoleranzbandvariablen die Funktion der Gruppenstromüberwachung und sind mit  $\alpha'_{k+1}$  und  $\beta'_k$  bezeichnet. Damit der Formalismus der Zustandsänderungen innerhalb einer Stromrichtergruppe nach den Gl. ( 4.4/6 ) und ( 4.4/7 ) erhalten bleibt, werden die dort aufgeführten Toleranzbandvariablen  $\alpha, \beta$  wie folgt bestimmt.

Für die Gruppe k+1

$$\alpha_{k+1} = \alpha'_{k+1} \vee \beta'_k \vee \gamma . \quad ( 4.5/6 )$$

Für die Gruppe k

$$\beta_k = \beta'_k \vee \alpha'_{k+1} \vee \psi . \quad ( 4.5/7 )$$

Die Zustandsänderungen innerhalb der ausgewählten Stromrichtergruppen erfolgen nach den Regeln von Abschnitt 4.4 entsprechend den Gleichungen ( 4.4/6 ) bis ( 4.4/10 ). Zustandsänderungen, ausgelöst durch die Summentoleranzbandvariablen  $\gamma, \psi$ , führen zu einem Wechsel der Zustandsklasse und damit zu einer Änderung des Summennetzstromes. Die Steuerung durch die Überwachungsvariablen  $\alpha', \beta'$ , die die Gruppenströme innerhalb größerer vorgegebener Gruppentoleranzbänder überwacht, erfolgt in der Regel paarweise, so daß kein Wechsel der Zustandsklasse auftritt, und somit der Summennetzstrom nicht beeinflusst wird.

Entsprechend der Darstellung der Zustandsänderungen innerhalb einer Zustandsgruppe sowie zwischen den Zustandsgruppen in Bild 4.4/2 und Bild 4.4/3 lassen sich Zustandsgruppenwechsel innerhalb einer Zustandsklasse sowie zwischen den Zustandsklassen darstellen. Bild 4.5/2 zeigt die paarweisen Übergänge zwischen den vier zusammenfaßbaren Zustandsunterklassen.

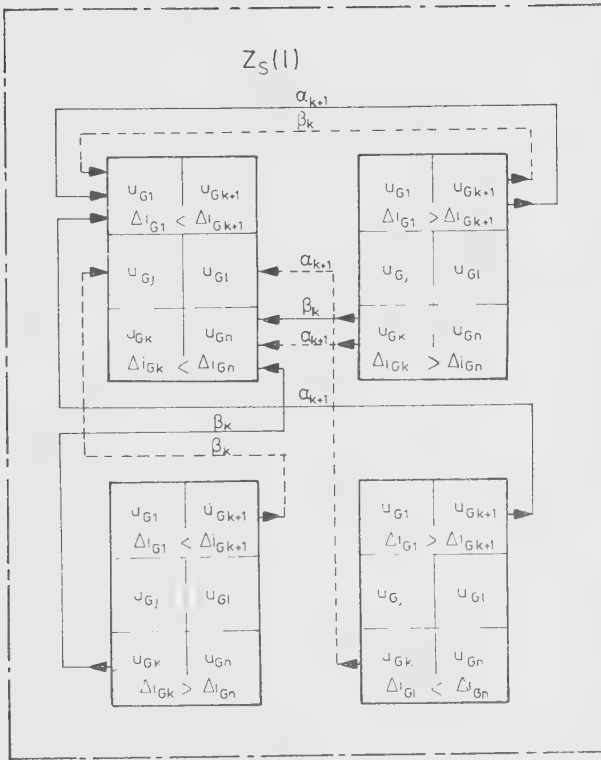


Bild 4.5/2 Zustandsänderungen innerhalb einer Zustandsklasse

Die auslösenden Übergänge sind ausgezogen, die komplementären Übergänge sind gestrichelt dargestellt. An jedem Übergang ist die auslösende Variable angegeben. In Bild 4.5/3 sind die Zustandsänderungen, die durch die Summentoleranzbandvariablen  $\gamma, \psi$  ausgelöst werden und zu einem Wechsel der Zustandsklasse führen, aufgezeigt. Das Bild 4.5/3 entspricht dem Bild 4.4/3 auf einer höheren Zustandsebene.



Bild 4.5/3 Zustandsänderungen zwischen Zustandsklassen

Die gesamte übergeordnete Steuerung und Regelung ist in Bild 4.5/4 dargestellt. Jede der  $m$  Stromrichtergruppen wird nach den Prinzipien von Abschnitt 3 und den Abschnitten 4.1 bis 4.4 geregelt und gesteuert.

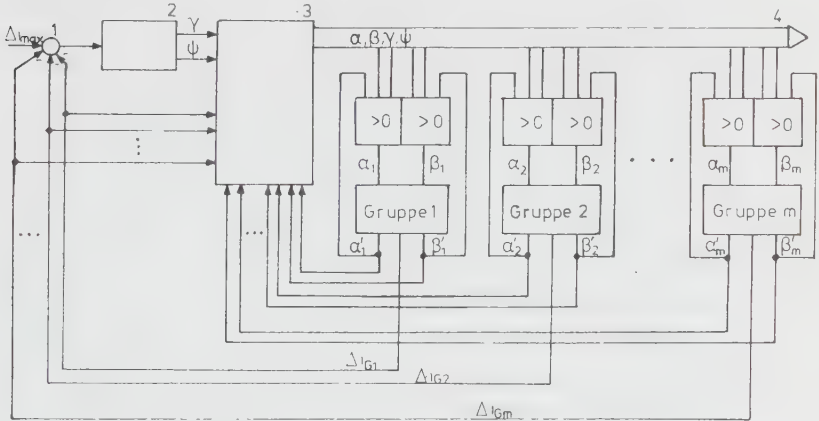


Bild 4.5/4 Struktur der übergeordneten Steuerung und Regelung

Der übergeordneten Steuerung und Regelung werden die Überwachungsvariablen der Gruppenströme  $\alpha'_1$ ,  $\beta'_1$  und die Regelabweichung der Gruppenströme  $\Delta i_{Gi}$  zugeführt. Aus der Regelabweichung des Summennetzstromes, gebildet im Summierer 1, werden in Block 2 die Variablen  $\gamma, \psi$  erzeugt. Aus den Regelabweichungen  $\Delta i_{Gi}$  der Gruppenströme werden in Block 3 die zu steuernden Gruppen  $k$  und  $k+1$  ausgewählt.

Die Überwachungsvariablen  $\beta'_k$ ,  $\alpha'_{k+1}$  sowie die Summentoleranzbandvariablen  $\gamma, \psi$  werden über einen Datenbus 4 den ausgewählten Gruppen  $k$  bzw.  $k+1$  zugeführt und disjunktiv mit den Überwachungsvariablen der eigenen Gruppe nach Gl. (4.5/6) bzw. (4.5/7) verknüpft.

Mit dieser übergeordneten Steuerung und Regelung ist es möglich, parallel arbeitende selbstständige Stromrichtergruppen hinsichtlich ihrer Netzzrückwirkungen so zu steuern, daß diese minimal werden.

Die resultierende Netzbelastung ist die einer Grundsaltung mit einem Übertrager, dessen Stufenanzahl gleich ist der Summe der Stufenzahlen der einzelnen Stromrichtergruppen. Das ideale harmonische Übersetzungsverhältnis kann mit den möglichen Übersetzungswerten des Summenübersetzungsverhältnisses  $\bar{u}_S$  nach Gl. ( 4.5/1 ) angenähert werden. Die Betrachtung des Ersatzübertragers mit dem Summenübersetzungsverhältnis  $\bar{u}_S$  gilt jedoch nur für die Netzurückwirkungen. Die Größe der Gruppenströme der Stromrichterschaltungen und damit die Gleichstromleistung der an die m Gleichspannungszwischenkreise geschalteten Verbraucher kann unterschiedlich sein, da nur die Regelabweichungen der Gruppenströme für die übergeordnete Steuerung und Regelung herangezogen werden. Weiterhin zeichnet sich die übergeordnete Steuer- und Regelanordnung dadurch aus, daß im Störfall oder bei Inbetriebnahme die Gruppen auch einzeln selbständig betrieben werden können.

## 5 Überprüfung der Ergebnisse durch Analogrechnersimulation

### 5.1 Allgemeines

Die Kosten von Einphasen-Stromrichterschaltungen, wie in Abschnitt 4 vorgestellt, liegen aufgrund der einzusetzenden Frequenzthyristoren in den selbstgeführten Ventilzweigen höher als von netzgeführten Einphasen-Stromrichterschaltungen. Der praktische Einsatz beschränkt sich derzeit auf Gebiete, auf denen eine netzrückwirkungsarme Leistungsentnahme aus einem Wechselspannungsnetz geboten ist. Dieses ist im besonderen Maße beim Betrieb von Triebfahrzeugen am  $16 \frac{2}{3}$  Hz Bahnnetz der Fall. Die in Abschnitt 3 und 4 vorgestellten Regel- und Steuerstrategien sollen daher anhand einer vorgegebenen Einspeiseschaltung am Beispiel der mit Drehspannungstraktionstechnik ausgestatteten für die DB projektierten neuen Bo' Bo'- Lokomotive E 120 überprüft werden. Hierzu wurden die Regel- und Steuereinrichtungen mit industriellen Bauteilen aufgebaut, und die energietechnischen Komponenten auf dem Analogrechner simuliert.

### 5.2 Dimensionierung der Stromrichterschaltung

Die für die Bundesbahnlokomotive vorgesehene Einspeiseschaltung ist in Bild 5.2/1 angegeben. Sie besteht aus einem Transformator mit vier Sekundärwicklungen. Je zwei Sekundärwicklungen speisen über zwei Vier-Quadrant-Steller ( Bild 1.2/2 ) einen selbstständigen Gleichspannungszwischenkreis. Die Dimensionierung der gleich aufgebauten Gleichspannungszwischenkreise ist den Erfordernissen der nachgeschalteten Umrichter sowie den Platz- und Gewichtsverhältnissen auf der Lokomotive anzupassen. Sie wurde daher für die Simulation unverändert so übernommen, wie sie von der Fa. BBC für die neuen Lokomotiven ausgeführt wird. Im Gegensatz dazu wurde das Übersetzungsverhältnis der vier Sekundärwicklungen zur Primärwicklung soweit vergrößert, wie das aufgrund des optimalen Steuerverfahrens



Das Übersetzungsverhältnis wurde so gewählt, daß bei Nenngrößen der Netzspannung  $u_{\sim}$  und der Gleichspannung  $u_d$  sowie bei maximaler Belastung und einem Grundschiebungsfaktor  $\cos \varphi = 1$  die Sollwertamplitude der Übertragereingangsspannung  $u_{1\text{ soll}}$  gleich ist dem Sollwert der Gleichspannung  $U_{dN}$ .

Bei der Simulation wurden die Verluste in den Drosseln sowie eine Aufteilung der Streureaktanz des Transformators auf die Primär- und die vier Sekundärwicklungen berücksichtigt. Die Strom-, Spannungs- und Bauelementdaten pro Gruppe sind in der Tabelle 5.2/1 angegeben.

| Primärgrößen                 | Sekundärgrößen                      | Abgel. Größen                        |
|------------------------------|-------------------------------------|--------------------------------------|
| $U_{\sim N} = 15 \text{ kV}$ | $U_{dN} = 2,8 \text{ kV}$           | $u_{\sim N}^* = 0,947$               |
| $U_{LN} = 1875 \text{ V}$    | $I_{d\text{ max}} = 1280 \text{ A}$ | $L_{G\text{ res}} = 3,16 \text{ mH}$ |
| $L_1 = 0,61 \text{ mH}$      | $C_P = 11 \text{ mF}$               | $G = 0,3025$                         |
| $4 L_G = 5,1 \text{ mH}$     | $C_s = 7,36 \text{ mF}$             | $a = 3,37$                           |
| $R_G = 61,5 \text{ m}\Omega$ | $L_s = 3,1 \text{ mH}$              | $b = 0,2$                            |
|                              | $R_s = 30 \text{ m}\Omega$          |                                      |

Tabelle 5.2/1 Strom-, Spannungs- und Bauelementdaten  
pro Gruppe

Die Amplitude der Wechselspannung des Bahnnetzes hat eine Schwankungsbreite von +20 % bis -30 % bezogen auf den Nennwert.

Dadurch ist es möglich, daß die Grundschiebungsamplitude des Sollwertes der Übertragereingangsspannung bei erhöhten Netzspannungen größer als die Gleichspannung  $u_d$  wird. Dieses kann zu einem kurzfristigen Ausbrechen des Netzstromes aus dem Toleranzband, das den harmonischen Sollwert umgibt, führen. Bild 5.2/2 veranschaulicht diesen Sachverhalt.

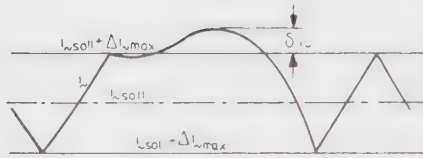


Bild 5.2/2 Stromausbruch aus dem Toleranzband

Die maximale Stromabweichung gegenüber der Toleranzbandgrenze ist in Abhängigkeit der bezogenen Übertragereingangsspannung durch

$$|\delta i_{*}| = \frac{4}{G} \left( \sqrt{u_{1\text{ soll}}^{*2} - u_d^{*2}} - u_d^{*} \arccos \frac{u_d^{*}}{u_{1\text{ soll}}^{*}} \right) \quad (5.2/1)$$

für  $u_{1\text{ soll}}^{*} \geq u_d^{*}$  gegeben. ( Herleitung siehe Anhang A3 )

Für das Streumaß  $G = 0,3025$  nach Tabelle 5.2/1 ist die maximale Stromabweichung  $|\delta i_{*}|$  in Bild 5.2/3 in Abhängigkeit von  $\hat{u}_{1\text{ soll}}^{*}$  aufgetragen.

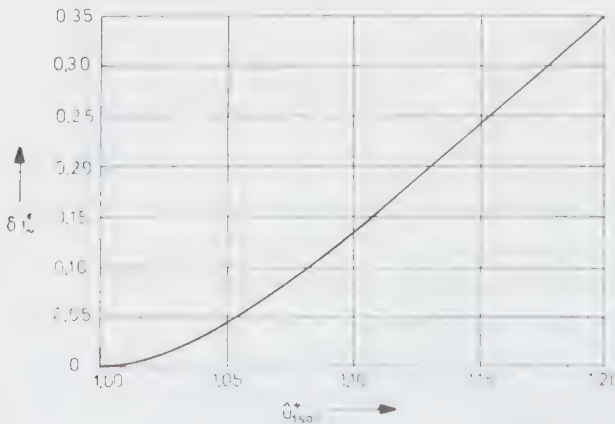


Bild 5.2/3 Maximale Stromabweichung

Sind diese kurzzeitigen Stromausbrüche unerwünscht, so kann durch eine gewollte induktive Netzstromkomponente infolge des dadurch an der Kopplungsdrossel verursachten Spannungsfalls erreicht werden, daß  $\hat{u}_{1\text{ soll}}^* = u_d^*$  wird. Neben dem Nennbetriebspunkt (A) ist dieser Betriebspunkt (B) im Zeigerdiagramm Bild 5.2/4 dargestellt.

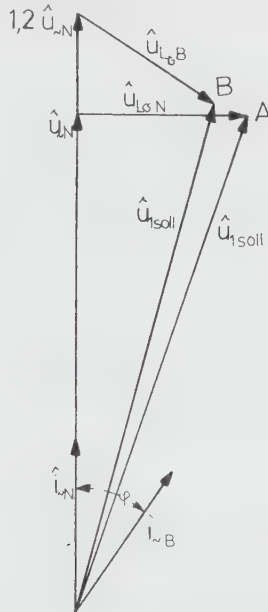


Bild 5.2/4 Zeigerbild der Primärgrößen für Nennlast  $P = 3,58 \text{ MW}$

$$A : \hat{u}_{\sim} = \hat{u}_{\sim N}, \varphi = 0^\circ, \hat{u}_{1\text{ soll}} = u_d$$

$$B : \hat{u}_{\sim} = 1,2 \hat{u}_{\sim N}, \varphi = 30^\circ, \hat{u}_{1\text{ soll}} = u_d$$

### 5.3 Regel- und Steuereinrichtung

#### 5.3.1 Allgemeines

Die Einphasen-Stromrichterschaltung Bild 5.2/1 entspricht einer in Abschnitt 4.5 allgemein dargestellten Anordnung.

Jeder Gleichspannungszwischenkreis wird über zwei Vier-Quadrant-Steller parallel gespeist, so daß für die untergeordnete Steuerung die in Abschnitt 4.4 angegebene Steueranpassung für zwei parallele 4Q-St Anwendung findet. Es werden zwei untergeordnete, gleiche Regel- und Steuereinrichtungen und für zwei parallele selbstständige Gleichspannungszwischenkreise übergeordnete Regel- und Steuereinrichtung nach Abschnitt 4.5 benötigt.

Die Steuereinrichtungen sind so auszulegen, daß sowohl ein unabhängiger Betrieb beider Einspeisegruppen, als auch der Betrieb nur eines der 4Q-St einer Gruppe möglich ist. Die gesamte Regel- und Steuereinheit wurde mit industriellen Bauteilen der Fa. BBC aufgebaut.

#### 5.3.2 Schaltungsaufbau

Die Schaltung ist mit den Bauelementen und Baugruppen der BBC-Elektronik Baureihe IC-A aufgebaut. Eine detaillierte Beschreibung der Regel- und Steuereinrichtung ist in / 8 / ausgeführt, so daß in diesem Abschnitt nur die wesentlichen Funktionsgruppen ( Bild 5.3.2/1 ) in ihren Wirkungen erläutert werden. Mit Ausnahme des Oszillators Block 6 und der übergeordneten Regel- und Steuerung Block 7 sind alle Funktionsgruppen zweifach ausgeführt.

Die Sekundärkreisregelung umfaßt den Gleichspannungsregler Block 1 und den Sollwertbildner Block 2. Der Gleichspannungsregler enthält den mit einer nichtlinearen Proportional Kennlinie versehenen P-I-Regler, die netzspannungsadaptierte  $i_d$ -Störgrößenaufschaltung und die  $i_d$ -abhängige dynamische Störgrößenaufschaltung für die Blindstromkomponente des Netzstromes. Zur Netzspannungsadaption wird die

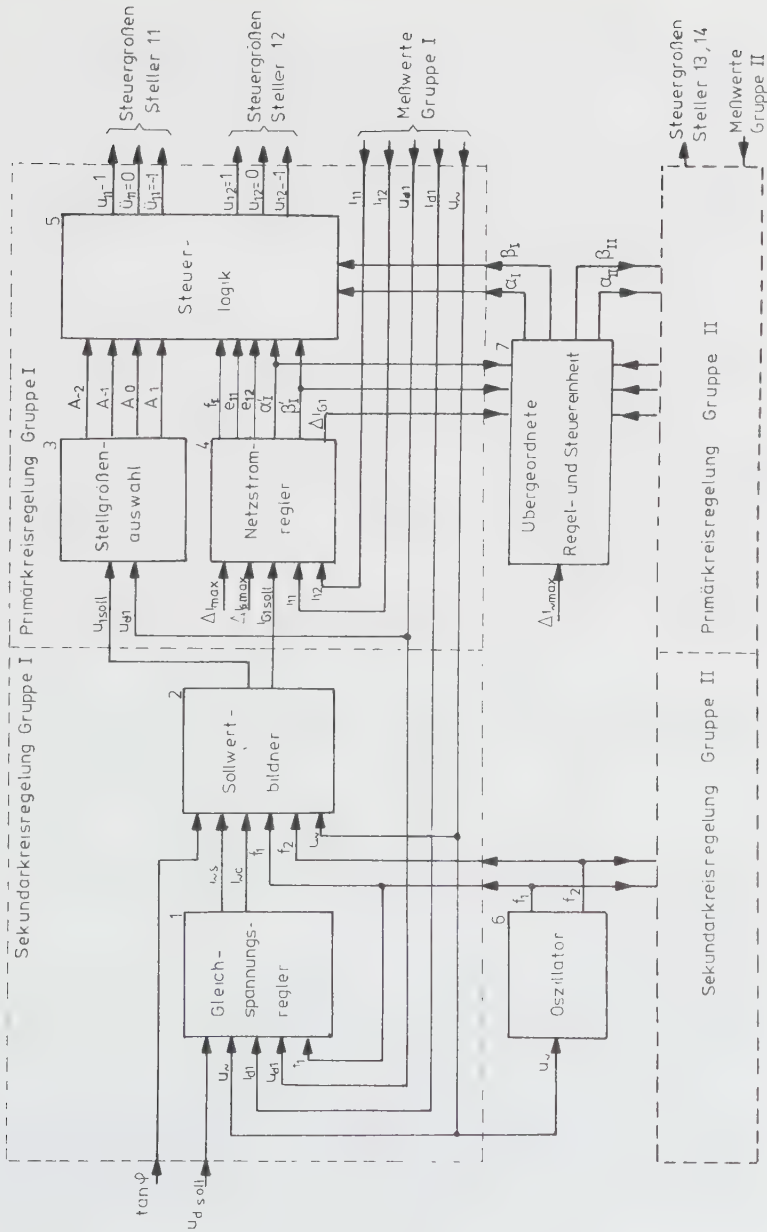


Bild 5.3.2/1 Funktionsgruppen der Regel- und Steuereinrichtung

Netzspannungsamplitude direkt durch Division des Netzspannungsverlaufes durch die phasengleiche Basisfunktion  $f_1$  bestimmt. / 5 /  
Im Sollwertbildner Block 2 wird mit Hilfe der im Oszillator gebildeten Basisfunktionen  $f_1 = \sin \omega_{\sim} t$  und  $f_2 = \cos \omega_{\sim} t$  der Netzstromsollwert und der Sollwert der Übertragereingangsspannung  $u_{1 \text{ soll}}$  gebildet. Die Größe

$$u_{1 \text{ soll}} = u_{\sim} - \omega_{\sim} L_G \frac{d}{d\omega_{\sim}} i_{\sim \text{ soll}} \quad (5.3.2/1)$$

wird näherungsweise durch

$$u_{1 \text{ soll}} \cong u_{\sim} - \omega_{\sim} L_G i_{\sim s} \cos \omega_{\sim} t - \omega_{\sim} L_G i_{\sim c} \sin \omega_{\sim} t \quad (5.3.2/2)$$

ersetzt. Da die Größe  $u_{1 \text{ soll}}$  ausschließlich zur Bereichsauswahl und damit zur Stellgrößenauswahl in Block 3 dient, treten nur bei besonderen dynamischen Betriebspunktänderungen kurzzeitig geringe Abweichungen von der optimalen Stellgröße auf. Dieses rechtfertigt die schaltungs-technisch problemlosere Multiplikation gegenüber der Differentiation. Im Netzstromregler Block 4 wird aus den Stellerströmen der Gruppenstrom und dessen Regelabweichung vom Sollwert bestimmt. Aus der Regelabweichung und der vorgegebenen Toleranzbandbreite  $\Delta i_{G \text{ max}}$  werden die Variablen  $\alpha', \beta'$  erzeugt. Zur Stellerauswahl dient das Signal  $f$ , das angibt, welcher Stellerstrom positiver ist. Außerdem werden zur Überwachung der Stellerströme die Signale  $e_1, e_2$  einer Steuerlogik zugeführt. Die Steuerlogik Block 5 ist in industrieller IC-Technik ausgeführt und generiert die Schaltzustände, die die beiden Steller einer Gruppe annehmen sollen.

Die für beide Gruppen gemeinsame übergeordnete Regel- und Steuerungseinheit erzeugt aus den Regelabweichungen der Gruppenströme  $\Delta i_G$  und den Variablen  $\alpha', \beta'$  nach den Gl. ( 4.5/6 ) und ( 4.5/7 ) die für die Steuerung maßgebenden Variablen  $\alpha, \beta$ . Insgesamt umfaßt die Regel- und Steuerung 23 Platinen, jeweils 9 für jede Gruppe und 5 für den Oszillator, eine Konstantspannungsquelle und die übergeordnete Regelung.

## 5.4 Analogrechnersimulation mit angekoppelter Regel- und Steuereinrichtung

### 5.4.1 Analogrechnerprogrammierung und Anpassung

Die Simulation der Stromrichterschaltung wurde auf einem AEG - Analogrechner RA 770 durchgeführt. Die zu programmierende Schaltung besteht entsprechend Bild 5.2/1 aus zwei gleichen Gruppen. Jede Gruppe wird über zwei Transformatorsekundärwicklungen gespeist. Bei der Simulation werden neben den sekundärseitigen Streureaktanzen auch eine auf die Sekundärseite bezogene Primärreaktanz sowie entsprechende Verlustwiderstände berücksichtigt. Aus Bild 5.2/1 sind die für jede Gruppe zur Simulation notwendigen Gleichungen zu bestimmen. Hierbei ist die primärseitige Streuinduktivität  $L_1$  und der Netzstrom  $i_n$  auf die Sekundärseite des Transformators bezogen.

$$i_n = \frac{1}{L_1} \int (u_n - u_L) dt \quad (5.4.1/1)$$

$$i_{11} = \frac{1}{4L_G} \int (u_L - u_{11} - i_{11} R_G) dt \quad (5.4.1/2)$$

$$i_{12} = \frac{1}{4L_G} \int (u_L - u_{12} - i_{12} R_G) dt \quad (5.4.1/3)$$

$$u_{d1} = \frac{1}{C_p} \int (i_{2I} - i_{s1} - i_{d1}) dt \quad (5.4.1/4)$$

$$i_{s1} = \frac{1}{L_s} \int (u_{d1} - u_{c1} - u_{R1}) dt \quad (5.4.1/5)$$

$$u_{c1} = \frac{1}{C_s} \int i_{s1} dt \quad (5.4.1/6)$$

$$u_{R1} = i_{s1} \cdot R_s \quad (5.4.1/7)$$

Außerdem gelten für die 4Q-St die Übertragungsgleichungen

$$i_{21} = \ddot{u}_{11} \cdot i_{11} \quad (5.4.1/8)$$

$$i_{22} = \ddot{u}_{12} \cdot i_{12} \quad (5.4.1/9)$$

$$u_{11} = \ddot{u}_{11} \cdot u_{d1} \quad (5.4.1/10)$$

$$u_{12} = \ddot{u}_{12} \cdot u_{d1} \quad (5.4.1/11)$$

$$i_{2l} = i_{21} + i_{22} \quad (5.4.1/12)$$

Die entsprechenden Gleichungen gelten mit den entsprechenden Indizes auch für die Gruppe II. Die für eine Analogrechnerprogrammierung notwendige Normierung ist mit der Potentiometerberechnung dem Anhang A4 zu entnehmen. In Bild 5.4.1/1 ist der Koppelplan aufgezeigt. Da die Analogrechnerprogrammierung für beide Gruppen gleich ist, ist der Koppelplan der Übersicht wegen nur für eine Gruppe detailliert angegeben.

Gemeinsam für beide Gruppen ist eine amplitudenstabilisierte Cosinus-Sinus-Oszillatorschaltung programmiert, die den Zeitverlauf der Netzspannung vorgibt. Außerdem sind für beide Gruppen gemeinsam die Strom-Spannungsbeziehungen der primärseitigen Streureaktanz programmiert. Da der Primärstrom nicht unabhängig vom Sekundärstrom ist, ist zur Bildung der Streureaktanzspannung eine Differenzierschaltung notwendig. Die Differenzierschaltung ergibt sich durch einen mit sehr großer Verstärkung arbeitenden Verstärker im Rückführzweig eines Integrierers.

Die Anpassung der Regel- und Steuereinrichtung an die Analogrechner-schaltung erfolgt über die Steuersignale für die Übertrager und über die Rückführgrößen Netzspannung, Stellerströme sowie Gleichspannung und Gleichstrom des Verbrauchers. Hierbei konnten aufgrund einer gleich gewählten Normierung des Signalpegels von 8 V ( 4 V ) für Nenngrößen in der Regel- und Steuereinrichtung und auf dem Analogrechner



die Stellerströme und die Gleichspannung direkt der Regeleinrichtung zugeführt werden. Die Netzspannung und die Lastströme mußten der Normierung der Regeleinrichtung von 8 V für Nenngrößen angepaßt werden. Die Simulation eines 4Q-St wurde durch vier Komperator-schalter vorgenommen. Die Ansteuerung erfolgte direkt mit den binären Ausgangssignalen der Steuerlogik für  $\ddot{u} = 0$  und  $\ddot{u} = -1$ .

#### 5.4.2 Zweistufiger 4Q-St - Betrieb

Der zweistufige 4Q-St - Betrieb ist die einfachste Betriebsweise der Gesamtschaltung. Hierbei wird der Netzstrom durch den Betrieb eines einzigen Stellers im Toleranzband geregelt. In Bild 5.4.2/1 sind jeweils die Netzspannung  $u_{\sim}$ , der Netzstrom  $i_{\sim}$ , die Gleichspannung  $u_d$  und der Laststrom  $i_d$  oszillographiert.

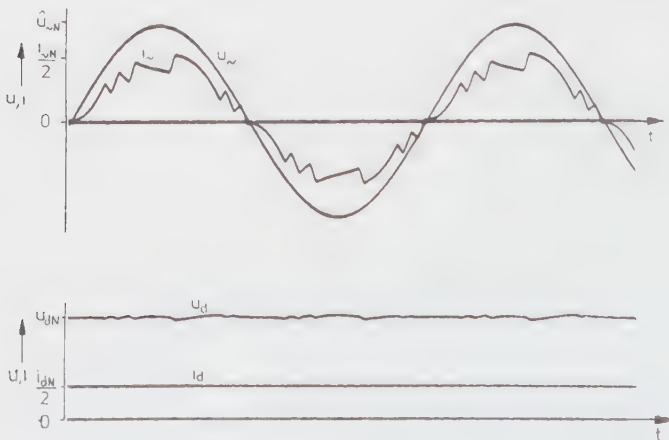


Bild 5.4.2/1 Zweistufiger 4Q-St - Betrieb

Auch bei einem zweistufigen 2Q-St - Betrieb würde sich ein ähnliches Oszillogramm ergeben, da auch beim 2Q-St die gleichen Übersetzungsstufen  $\ddot{u} = \pm 1$  und  $\ddot{u} = 0$  wie beim 4Q-St gestellt werden können.

Beim 2Q-St ist jedoch die Phasenlage zwischen Netzstrom und Netzspannung eng begrenzt, da die Leistung am Stellereingangstor nur größer oder gleich null sein kann. Beim 4Q-St ist dagegen jede Phasenlage - auch der generatorische Betrieb - möglich.

Weitere stationäre Betriebspunkte und dynamische Übergänge zwischen den Betriebspunkten werden an dem vierstufigen 4Q-St - Gruppenbetrieb anhand von Oszillogrammen erläutert.

#### 5.4.3 Vierstufiger 4Q-St - Gruppenbetrieb

Beim vierstufigen 4Q-St - Gruppenbetrieb wird der Netzstrom  $i_{\sim}$  durch die beiden parallel auf einen Gleichspannungszwischenkreis arbeitenden Steller im Toleranzband geregelt. Für diesen Betrieb ist die Stromrichterschaltung dimensioniert. Aus den Bildern 5.4.3/1 und 5.4.3/2 ist die gute Dynamik der geregelten Stromrichterschaltung zu entnehmen. In beiden Bildern sind neben den Regelgrößen  $u_d$  und  $i_{\sim}$  die Störgrößen  $u_{\sim}$  und  $i_d$  aufgezeichnet. Bild 5.4.3/1 zeigt das Verhalten der Regelgrößen bei Änderung des Laststromes  $i_d$  von Leerlauf auf Vollast während einer Netzperiodendauer.

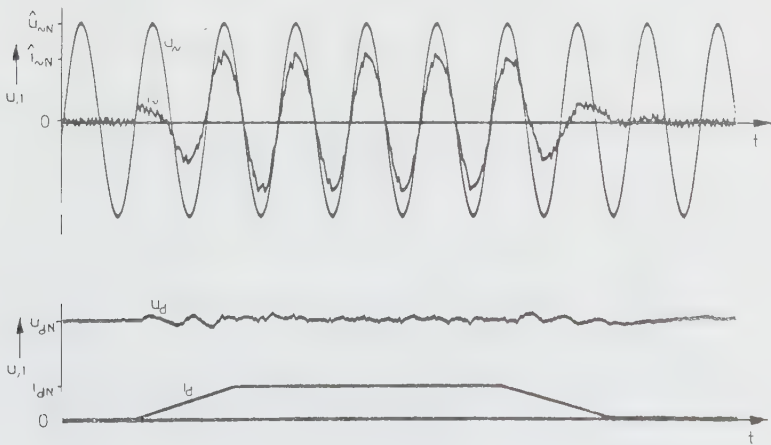


Bild 5.4.3/1 Laststromänderung von  $i_d = 0$  auf  $i_d = i_{dN}$

Man erkennt, daß die Gleichspannung  $u_d$  bis auf die notwendige Spannungsänderung zur Umladung des Reihenschwingkreises sehr gut gedämpft auf den Sollwert  $u_{dN}$  geregelt wird.

In Bild 5.4.3/2 ist eine Änderung der Netzspannung amplitudenlinear um 20% innerhalb einer Periodendauer bei einer Leistung von 80% der Nennleistung oszillographiert.

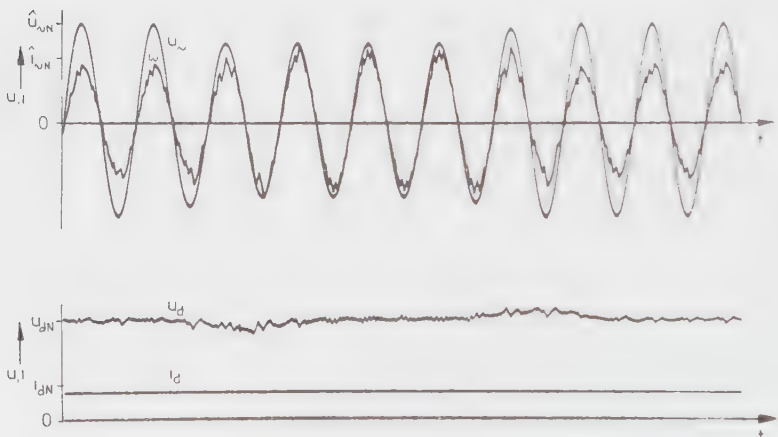


Bild 5.4.3/2 Netzspannungsänderung von  $\hat{u}_{\sim N}$  auf  $0,8 \hat{u}_{\sim N}$

Wiederum zeigt die Gleichspannung einen nahezu konstanten Verlauf. Diese beiden Oszillogramme bestätigen, daß durch die Störgrößen-aufschaltung in Verbindung mit dem Gleichspannungsregler eine sehr gute Dynamik erreicht wird. Die Dimensionierung des P-I-Reglers sowie die Störgrößenaufschaltung wurden nach den Gln. ( 3.2.2/1 ), ( 3.2.2/2 ) und ( 3.2.3/32 ) vorgenommen. Da die Gleichspannung auch im stationären Zustand eine Spannungsunruhe aufweist, wurde die Proportionalverstärkung  $V_R$  des P-I-Reglers im Bereich der Ruhelage von  $u_d$  ( $0,95 u_{dN} \leq u_d \leq 1,05 u_{dN}$ ) nur auf 50 % des nach Gl. ( 3.2.3/32 ) zu bestimmenden Wertes eingestellt. Außerhalb dieser Umgebung von

der Ruhelage wurde durch Parallelschaltung einer " Toten Zone "- Kennlinie die berechnete Gesamtverstärkung eingestellt. Hierdurch wird eine gewisse Regelruhe um die Ruhelage erreicht, ohne auf eine gute Regeldynamik zu verzichten.

Die nächsten Oszillogramme zeigen einige spezielle stationäre Betriebsfälle. Außer den Sekundärgrößen, Gleichspannung  $u_d$  und Laststrom  $i_d$ , sind neben der Netzspannung  $u_{\sim}$  und dem Netzstrom  $i_{\sim}$  die beiden Stellerströme  $i_{11}$  und  $i_{12}$  aufgezeichnet. Bild 5.4.3/3 zeigt den Nennbetriebspunkt, wobei die Toleranzbandbreite des Toleranzbandes auf 8 % vom Netznennstrom  $\hat{i}_{\sim N}$  einer Gruppe eingestellt wurde.

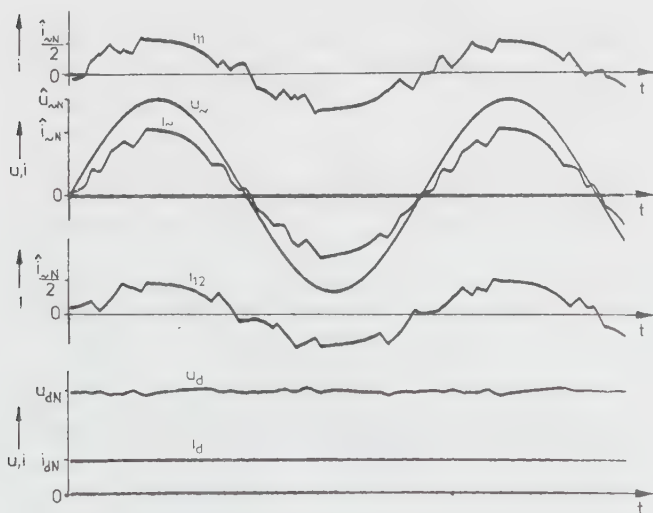


Bild 5.4.3/3 Nennbetrieb,  $\Delta i_{\sim \max} = 0,08 \hat{i}_{\sim N}$

Bei dieser Toleranzbandbreite wird der Netzstrom durch 24 für den Netzstrom wirksamen Schalthandlungen im Toleranzband geregelt. Den gleichen Netzstromverlauf hätte auch die in Abschnitt 4.3 vorgestellte vierstufige Stromrichterschaltung mit der netzseitigen

Reihenschaltung eines 2Q-St mit einem 2Q-St oder 4Q-St. Auch bei dieser Schaltung kann das Gesamtübersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_{ges}$  eines Ersatzübertragers die Werte  $\ddot{u}_{ges} = \pm 1; \pm 0,5$  und 0 annehmen. Beim netzseitigen Parallelbetrieb zweier 4Q-St gilt dies nur für die netzseitige Beeinflussung.

Die prinzipielle Übertrageranordnung der 4Q-St - Parallelschaltung ist in Bild 5.4.3/4 dargestellt. Das gleiche Eingangs- Ausgangsverhalten zwischen  $u_{\sim}$ ,  $i_{\sim}$  und  $u_d$ ,  $i_d$  ist durch einen Ersatzübertrager mit  $\ddot{u}_{ges} = 0,5 (\ddot{u}_{11} + \ddot{u}_{12})$  und einer parallel zum Ausgang angeordneten Stromquelle  $J_{\ddot{u}}$  zu erzielen.

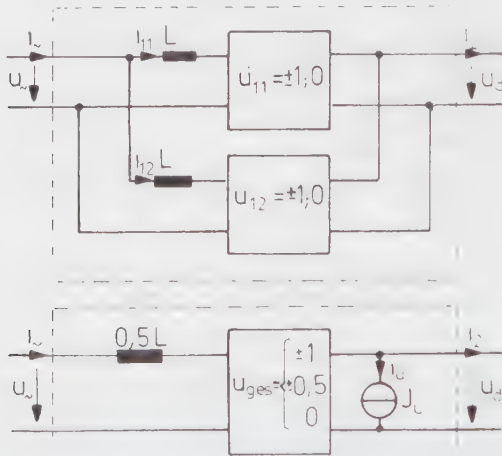


Bild 5.4.3/4 Ersatzübertrager des vierstufigen 4Q-St-Gruppenbetrieb

Die Funktion des Stromverlaufes der Stromquelle  $J_{\ddot{u}}$  ist nachweislich

$$i_{\ddot{u}} = \frac{\ddot{u}_{11} - \ddot{u}_{12}}{2} (i_{12} - i_{11}) . \quad (5.4.3/1)$$

Nur für  $\ddot{u}_{11} = \ddot{u}_{12}$  oder  $i_{11} = i_{12}$  ist  $i_{\ddot{u}} = 0$ .

Die Bedingung  $i_{11} = i_{12}$  ist bei der netzseitigen Reihenschaltung eines 2Q-St mit einem 4Q-St bzw. 2Q-St immer erfüllt. Bei dem netzseitigen Parallelbetrieb ist durch die Einzelstromüberwachung der beiden Stellerströme  $i_{11}$  und  $i_{12}$  eine große Stromdifferenz zu vermeiden, da die Wirkung der Ersatzstromquelle  $J_{\bar{u}}$  die Gleichspannung  $u_d$  in Verbindung mit der Gleichspannungsregelung zu Schwingungen anregen kann. Dieses ist für die berechnete Reglerdimensionierung bei einer maximalen Stellerstromgrenze von

$$\Delta i_{\max} = 0,5 |i_{\sim \text{soll}}| + 0,1 \hat{i}_{\sim N} \quad (5.4.3/2)$$

nahezu zu unterdrücken.

Bild 5.4.3/4 zeigt den Leerlauf des 4Q-St - Gruppenbetriebes. Hieran wird die Wirkungsweise der Stromregelung erläutert.

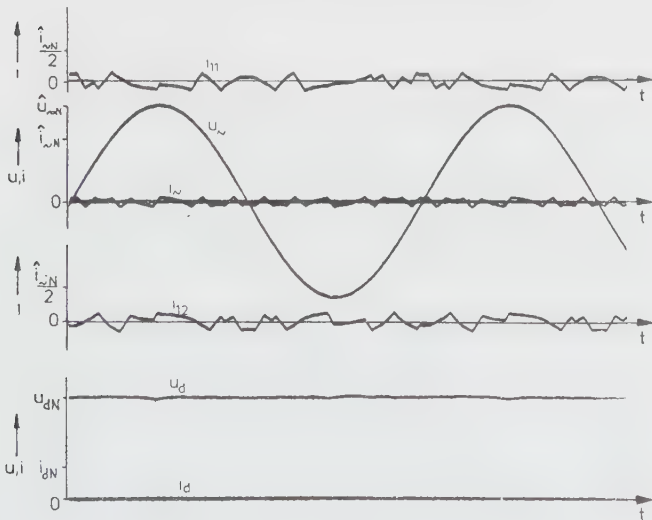


Bild 5.4.3/4 Leerlauf,  $\Delta i_{\sim \max} = 0,08 \hat{i}_{\sim N}$

Erreicht der Netzstrom  $i_{\sim}$  z.B. die obere Toleranzbandgrenze, so wird

der Steller mit dem größten positiven Strom geschaltet. Erreicht hingegen ein Stellerstrom den durch Gleichung ( 5.4.3/2 ) bestimmten Maximalwert, so wird durch eine entsprechende Übersetzungsstufenänderung der Betrag des Stellerstromes verringert. Gleichzeitig wird beim anderen Steller eine entgegengesetzte Übersetzungsstufenänderung eingeleitet, so daß das Gesamtübersetzungsverhältnis  $\hat{u}_{ges}$  konstant bleibt. In Bild 5.4.3/4 werden im Steller 11 22 Schalthandlungen, im Steller 12 20 Schalthandlungen pro Netzperiodendauer vorgenommen. Von den 42 Schalthandlungen sind jeweils 7 Schalthandlungen pro Steller gleichzeitig, so daß nur 28 Schalthandlungen im Netzstromverlauf bemerkbar sind.

Die Bilder 5.4.3/5 und 5.4.3/6 zeigen Betriebsfälle bei minimaler und maximaler Netzspannung.

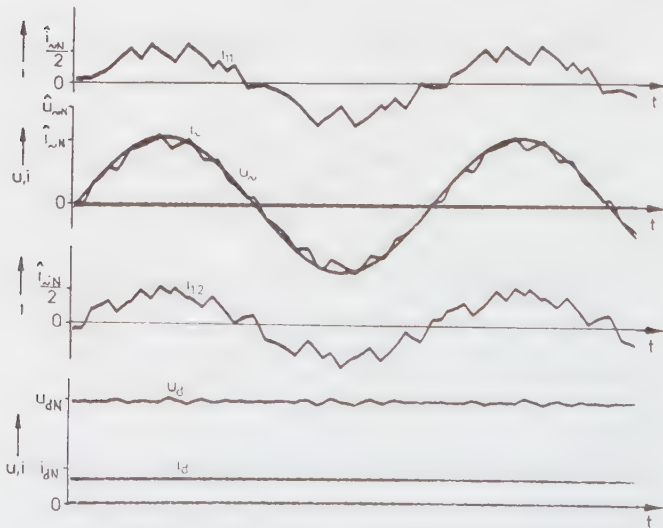


Bild 5.4.3/5  $\hat{u}_{\omega} = 0,7 \hat{u}_{\omega N}$ ,  $P \approx 0,7 P_N$

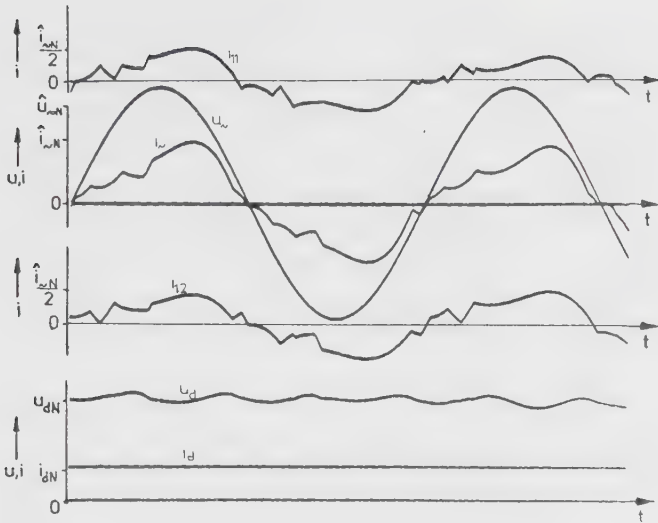


Bild 5.4.3/6 Nennlast,  $\hat{u}_{\omega} = 1,2 \hat{u}_{\omega N}$

Bei maximaler Netzspannung verläßt der Netzstrom das Toleranzband. Da der Netzstrom von dem sinusförmigen Sollwert um mehr als die Toleranzbandbreite abweicht, ist auch die Gleichspannung  $u_d$  nicht so glatt wie normal. Das Ausbrechen aus dem Toleranzband bei Überspannung kann durch eine gewollte induktive Phasenverschiebung zwischen Netzspannung und Netzstrom verhindert werden.

Bild 5.4.3/7 zeigt bei Nennlast und 20 % Überspannung einen in der Phasenlage um 30 Grad gegenüber der Netzspannung nacheilenden Strom. Durch diese induktive Phasenlage wird erreicht, daß der Netzstrom das Toleranzband nicht verläßt. Dieser Betriebspunkt entspricht dem Punkt B im Zeigerdiagramm Bild 5.2/4.

Im Gegensatz hierzu zeigt Bild 5.4.3/8 eine kapazitive Phasenlage des Netzstromes zur Netzspannung bei Nennlast.

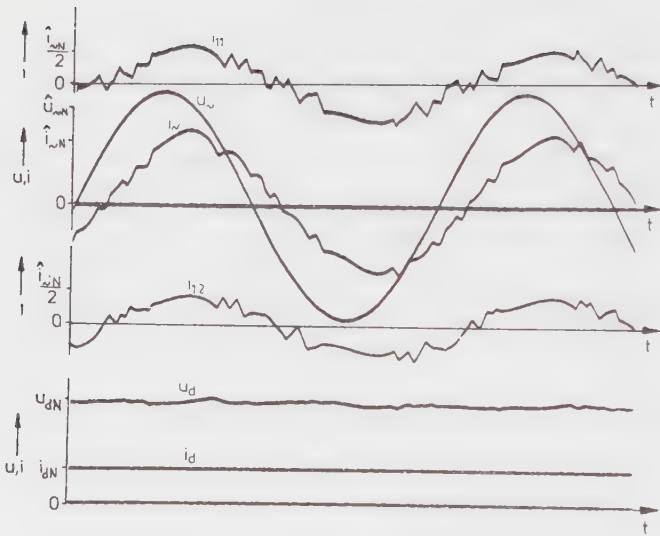


Bild 5.4.3/7 Nennlast ;  $\hat{u}_\omega = 1,2 \hat{u}_{\omega N}$  ;  $\varphi = 30^\circ$  ( induktiv )

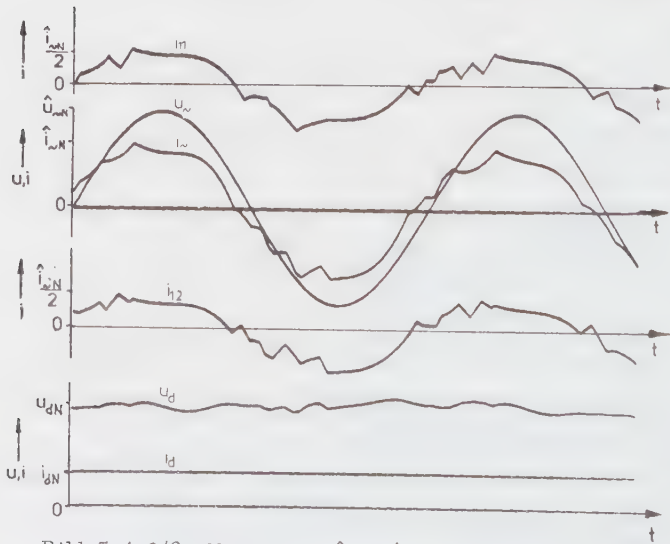


Bild 5.4.3/8 Nennlast ;  $\hat{u}_\omega = \hat{u}_{\omega N}$  ;  $\varphi = -20^\circ$  ( kapazitiv )

#### 5.4.4 Achtstufiger Gruppenparallelbetrieb

Beim achtstufigen Gruppenparallelbetrieb sind beide Stromrichtergruppen in Betrieb. In den Oszillogrammen Bild 5.4.4/1 und Bild 5.4.4/2 sind nur die Primärgrößen aufgezeichnet. Neben der Netzspannung  $u_{\sim}$  und dem resultierenden Netzstrom  $i_{\sim}$  sind jeweils von jeder Gruppe der Gruppenstrom  $i_{G1} = i_{11} + i_{12}$  und  $i_{G2} = i_{13} + i_{14}$  und jeweils ein Stellerstrom  $i_{11}$  bzw.  $i_{13}$  aufgezeichnet. Der jeweils zweite Stellerstrom läßt sich aus der Differenz von Gruppenstrom und Stellerstrom bestimmen.

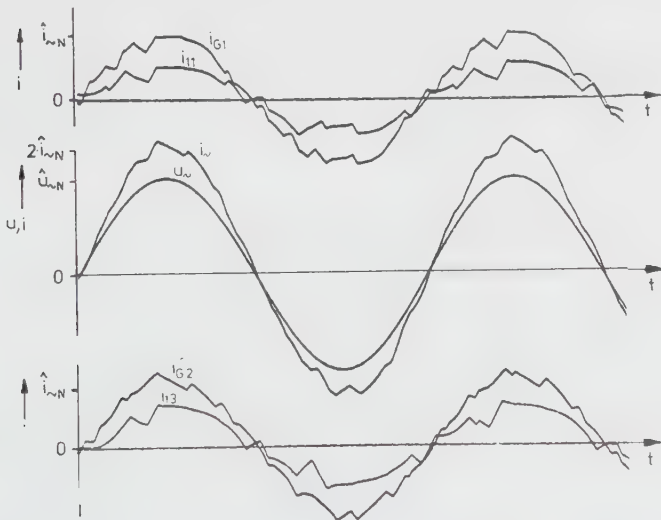


Bild 5.4.4/1 Nennbetrieb ;  $\Delta i_{\sim \max} = 0,1 \hat{i}_{\sim N}$

Wie man aus dem Oszillogramm ersehen kann, wird der resultierende Netzstrom einer idealen Sinusform relativ gut nachgeführt. Dieses ist durch das optimale gleichzeitige Schalten zwischen den Gruppen als auch innerhalb der Gruppen zu erreichen. Die Hauptsteuerimpulse werden von

der übergeordneten Stromregelung, deren Toleranzband  $10\% \hat{i}_{\sim N}$  beträgt, erzeugt und durch die übergeordnete Steuerung auf die beiden Gruppen verteilt. Die Gruppenströme werden innerhalb größerer Toleranzbänder  $15\% \hat{i}_{\sim N}$  durch entsprechendes paarweises Ändern der Übersetzungszustände in beiden Gruppen gesteuert. Innerhalb der Gruppen werden die Stellerströme überwacht und durch paarweises Ändern der Übersetzungszustände in beiden Stellern innerhalb vorgegebener Grenzen gesteuert. Durch dieses hierarchische Steuerverfahren ist es möglich, den resultierenden Netzstrom mit minimalen für das Netz wirksamen Schalthandlungen einem harmonischen Sollwert netzrückwirkungsarm nachzuführen. Hierbei ist es unerheblich, wie groß die Belastung der Gleichspannungszwischenkreise ist. In Bild 5.4.4/2 ist ein Betriebsfall mit unterschiedlicher Belastung oszillographiert.

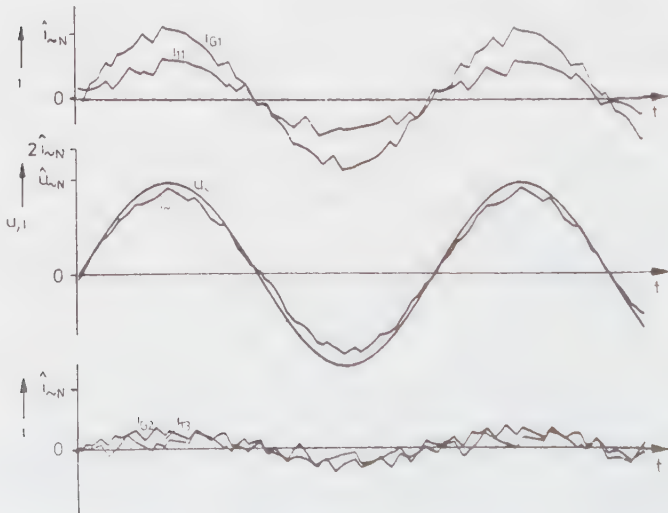


Bild 5.4.4/2 Gruppe I Nennlast ; Gruppe II 0,25 Nennlast

$$\Delta i_{\sim \max} = 0,08 \hat{i}_{\sim N}$$

## 6 Netzurückwirkungen

### 6.1 Allgemeines

Unter Netzurückwirkungen versteht man die Gesamtheit aller Einwirkungen des Netzstromes auf das speisende Netz. Hierzu zählen insbesondere die Veränderungen der Netzspannung, verursacht durch die Spannungsfälle des Netzstromes an den Netzzinnenimpedanzen. Zum anderen können parallel zu den Netzleitungen liegende Nachrichtenleitungen beeinflusst werden.

Diese als Netzurückwirkung bezeichneten Einflüsse sind abhängig vom Netzstrom. Analysiert man den nach Voraussetzung periodischen Netzstrom hinsichtlich seines Frequenzspektrums, so kann der Netzstrom  $i_{\sim}$  in einen Grundschwungsanteil  $i_{\sim g}$  und in einen Verzerrungsanteil  $i_{\sim v}$  aufgeteilt werden.

$$i_{\sim} = i_{\sim g} + i_{\sim v} \quad (6.1/1)$$

Der Grundschwungsanteil, der synchron mit der sinusförmigen Netzspannung schwingt, kann in seiner Phasenlage  $\varphi$  zur Netzspannung gesteuert werden. Die entsprechenden Rückwirkungen auf das Netz sind somit regulierbar. Auftretende Spannungsänderungen können in einem gewissen Bereich durch die Wahl des Phasenwinkels  $\varphi$  kompensiert werden. Wesentlich größer sind die Rückwirkungen der Oberschwingungen des Netzstromes. Bei der Analyse des Verzerrungsstromes wird ausschließlich die Streu- und Kopplungsreaktanz  $L_0$  berücksichtigt, da die Netzimpedanzen den Verzerrungsstrom nur noch verkleinern. Betrachtet man das Übertragereingangstor als Spannungsquelle, so kann die Primärkreisersatzschaltung durch zwei Ersatzschaltungen mit den Grundschwungsgrößen, Index g, und den Verzerrungsgrößen, Index v, überlagert werden.

Wie Bild 6.1/1 zeigt, ist für den Verzerrungsstrom  $i_{\sim v}$  nur die Abweichung der Übertragereingangsspannung von ihrer Grundschwingung

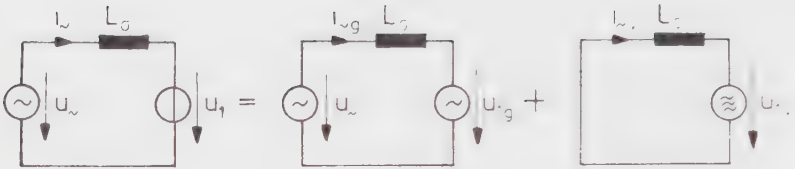


Bild 6.1/1 Ersatzschaltung des Primärkreises

$u_{1v} = u_1 - u_{1g}$  maßgebend. Aus Bild 6.1/1 folgt

$$i_{\sim g} = i_w + i_{b1} = \frac{1}{L_G} \int (u_{\sim} - u_{1g}) dt \quad (6.1/2)$$

$$i_{\sim v} = i_{\sim} - i_{\sim g} = \frac{-1}{L_G} \int (u_1 - u_{1g}) dt . \quad (6.1/3)$$

Die den Verzerrungsstrom  $i_{\sim v}$  beeinflussende Größe ist die Verzerrungsspannung  $u_{1v}$  des Übertragers.

Die Verzerrungsspannung  $u_{1v}$  d.h. die Annäherung der Übertragereingangsspannung  $u_1$  an ihre Grundschwingung  $u_{1g}$  hängt von der Grundschwingung selbst, der Toleranzbandbreite  $\Delta L$  und von der Stufenanzahl der möglichen Übersetzungsstufen ab. Die Abhängigkeit von der Belastung wird durch die Größe  $u_{1g}$  berücksichtigt, so daß der Verzerrungsstrom direkt im Leerlauf für alle Betriebsfälle gemessen werden kann.

## 6.2 Verzerrungsstrom, Frequenzspektren und psophometrischer Störstrom

Neben dem Effektivwert des Verzerrungsstromes  $I_{\sim v}$

$$I_{\sim v} = \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_{\sim v}^2} , \quad (6.2/1)$$

ist auch die Frage nach den Frequenzen der Oberschwingungen des Verzerrungsstromes von Interesse, da die Störeinflüsse von der Ordnungszahl der Oberschwingungen abhängen. Ein Maß für die Störungen

durch höherfrequente Schwingungen ist der sogenannte psophometrische Störstrom  $I_{St}$

$$I_{St} = \sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} (p_v I_{\sim v})^2} \quad (6.2/2)$$

Die Bewertungsfaktoren  $p_v$ , die in der VDE-Vorschrift 0228 angegeben und in Bild 6.2/1 aufgetragen sind, berücksichtigen die bei der Bahn durch induktive Kopplung hervorgerufene Störungen der Fernmeldeeinrichtungen insbesondere die Störungen des Fernsprechverkehrs.

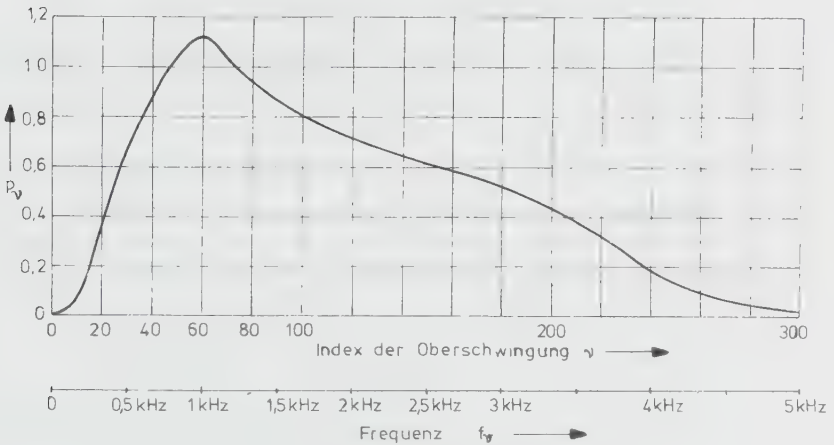


Bild 6.2/1 Psophometrische Bewertungfunktion

Zur Berechnung des Verzerrungsstromeffektivwertes und des psophometrischen Störstromes wurde ein Mikrorechner der Fa. National-Semiconductor, IMP 16, an den Analogrechner gekoppelt.

Für den auf dem Analogrechner simulierten Netzstrom wurde im Mikrorechner eine Fourieranalyse vorgenommen und aus den Frequenzkomponenten der Verzerrungsstrom  $I_{\sim v}$  und der Störstrom berechnet. Hierzu wurde zur Frequenzbandbegrenzung der Netzstrom gefiltert und über einen A/D-Wandler dem Digitalrechner zugeführt.

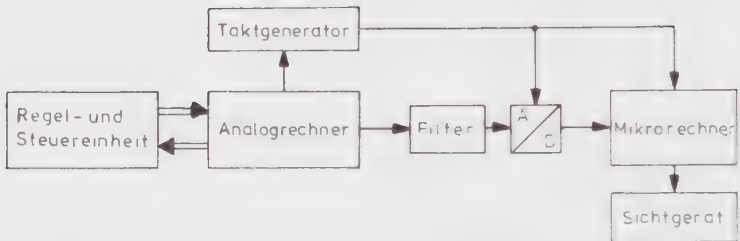


Bild 6.2/2 Blockschaltbild zur Frequenzanalyse

Die Steuerung der Dateneingabe erfolgte über einen auf die Netzfrequenz synchronisierten Taktgenerator, der sicherstellte, daß 512 zeitlich äquidistante Meßwerte dem Digitalrechner zugeführt wurden.

Die Fourieranalyse wurde mit einem Programm zur schnellen Fouriertransformation FFT durchgeführt. Das Programm berechnete die Stromüberschwingungen bis zur Ordnungszahl 256; bis zu dieser Ordnungszahl wurden auch die Bewertungsfaktoren aus Bild 6.2/1 eingegeben.

Die Ergebnisse sind jeweils für den zweistufigen, vierstufigen und achtsstufigen Betrieb für die in Abschnitt 5.2 dimensionierte Schaltung in den Diagrammen auf den nachfolgenden Seiten dargestellt.

Bild 6.2/3 zeigt die Abhängigkeit der mittleren Anzahl der Schalthandlungen pro Netzperiodendauer von der Toleranzbandbreite.

Da die Anzahl der Schalthandlungen von der Grundschiwingung abhängt, ist die mittlere Größe aufgetragen.

Außerdem ist die für den zweistufigen Betrieb in /2/ angegebene Abhängigkeit eingezeichnet.

Bild 6.2/4 zeigt die relative Änderung der Anzahl der Schalthandlungen in Abhängigkeit von der Grundschiwingung der Übertragereingangsspannung. Man erkennt, daß diese Abhängigkeit wesentlich geringer ist als die Abhängigkeit von der Toleranzbandbreite.

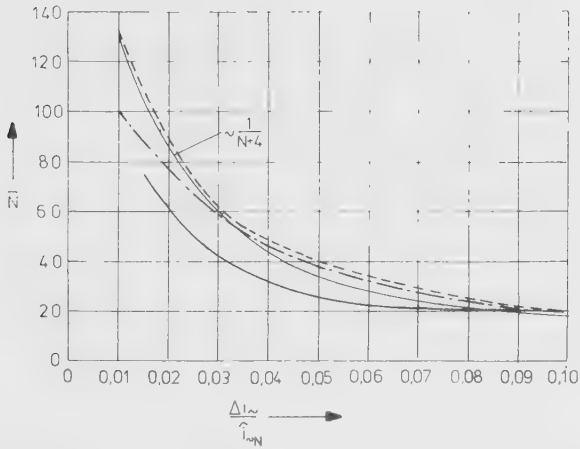


Bild 6.2/3 Schaltzahlen in Abhängigkeit von  $\Delta i_w$   
 ---- zweistufig, — vierstufig, — achtstufig

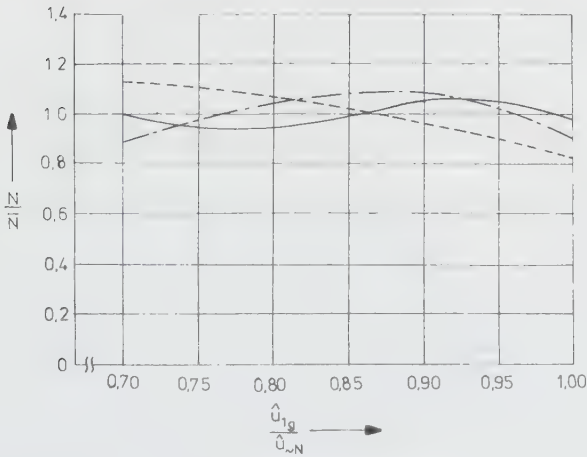


Bild 6.2/4 Schaltzahlen in Abhängigkeit von  $\hat{u}_{1g}$   
 ---- zweistufig, — vierstufig, — achtstufig

In Bild 6.2/5 ist der Verzerrungsstrom  $I_{\sim V}$  und in Bild 6.2/6 ist der psophometrische Störstrom  $I_{St}$  in Abhängigkeit von der Toleranzbandbreite aufgetragen. Die Kurven geben die über den Spannungsbereich  $0,7 \hat{u}_{\sim N} \leq \hat{u}_{lg} \leq \hat{u}_{\sim N}$  gemittelten Werte wieder.

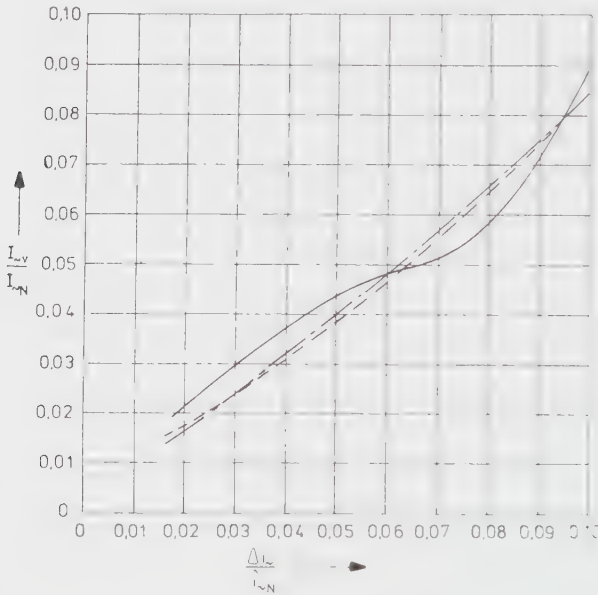


Bild 6.2/5 Verzerrungsstrom in Abhängigkeit von  $\Delta I_{\sim}$   
 ----zweistufig, - · - vierstufig, — achtstufig

Während die Extremwerte beim Verzerrungsstrom weniger als 10 % vom Mittelwert abweichen, können die Extremwerte beim psophometrischen Störstrom von 20 % beim achtstufigen Betrieb bis 30 % beim zweistufigen Betrieb gegenüber dem Mittelwert abweichen. Diese Abweichungen sind dadurch zu erklären, daß der Netzstrom innerhalb eines konstanten Toleranzbandes verschiedene stationäre Zeitverläufe annehmen kann. Das führt zu einer geringfügigen Veränderung im Frequenzspektrum

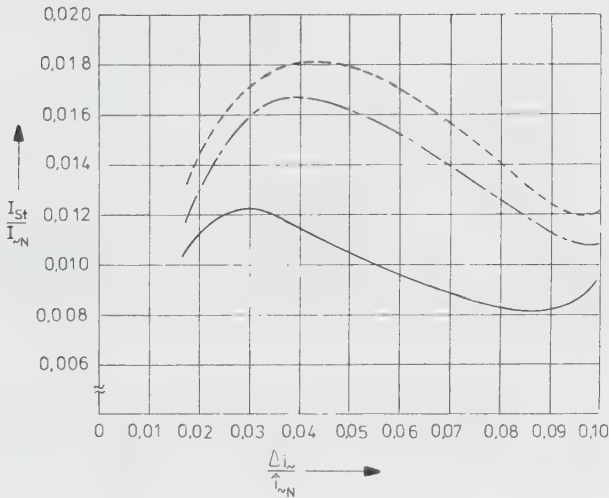


Bild 6.2/6 Psophometrischer Störstrom in Abhängigkeit von  $\Delta i_w$   
---- zweistufig, — vierstufig, — achtstufig

und durch die Bewertungsfaktoren zu veränderten Störströmen.

In den Bildern 6.2/7 bis 6.2/9 sind die Frequenzspektren von Netzströmen bei verschiedenen Toleranzbandbreiten, d.h. bei verschiedenen Schaltzahlen für den zweistufigen, vierstufigen und achtstufigen Betrieb aufgezeichnet. Man erkennt, daß durch eine Vergrößerung des Toleranzbandes und der damit verbundenen Verringerung der Schaltzahlen das Frequenzspektrum zu niedrigeren Frequenzen verschoben wird. Dies führt bei Erhöhung des Effektivwertes des Verzerrungsstromes zu einer Verringerung des psophometrischen Störstromes, wie es auch in den Diagrammen Bild 6.2/5 und Bild 6.2/6 zum Ausdruck kommt.

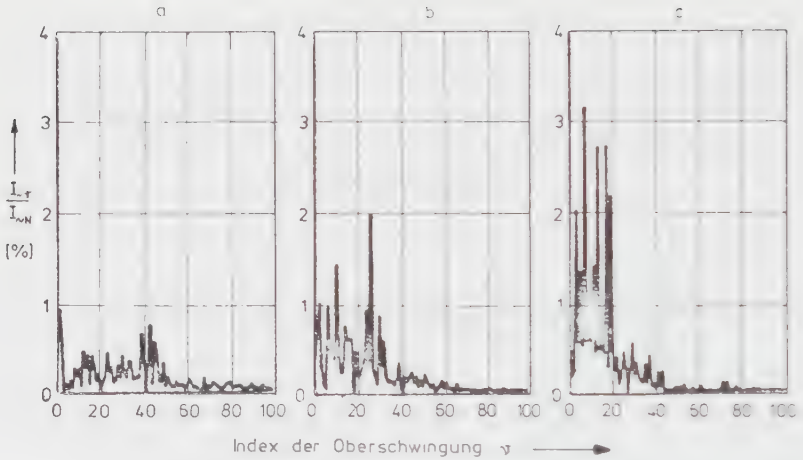


Bild 6.2/7 Frequenzspektren des zweistufigen Betriebes

- a)  $\Delta i_{\omega} = 0,03 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 56$ ,  $I_{St} = 0,0152 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega\gamma} = 0,0223 I_{\omega N}$   
 b)  $\Delta i_{\omega} = 0,05 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 36$ ,  $I_{St} = 0,0169 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega\gamma} = 0,0380 I_{\omega N}$   
 c)  $\Delta i_{\omega} = 0,08 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 24$ ,  $I_{St} = 0,0143 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega\gamma} = 0,0660 I_{\omega N}$

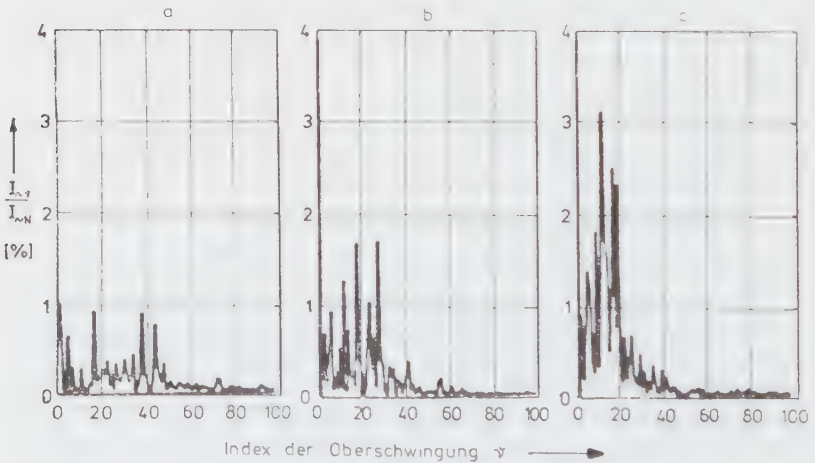


Bild 6.2/8 Frequenzspektren des vierstufigen Betriebes

- a)  $\Delta i_{\omega} = 0,03 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 56$ ,  $I_{St} = 0,0148 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega\gamma} = 0,0197 I_{\omega N}$   
 b)  $\Delta i_{\omega} = 0,05 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 36$ ,  $I_{St} = 0,0155 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega\gamma} = 0,0374 I_{\omega N}$   
 c)  $\Delta i_{\omega} = 0,08 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 28$ ,  $I_{St} = 0,0135 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega\gamma} = 0,0644 I_{\omega N}$

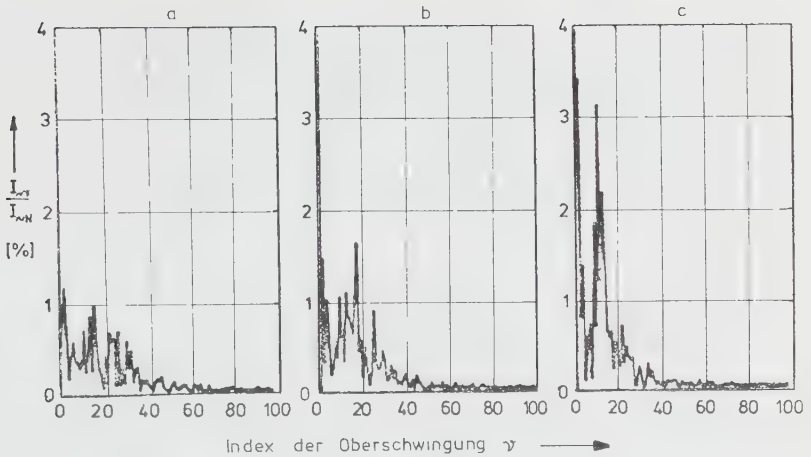


Bild 6.2/9 Frequenzspektren des achtstufigen Betriebes

- a)  $\Delta i_{\omega} = 0,03 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 42$ ,  $I_{St} = 0,0121 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega v} = 0,0309 I_{\omega N}$   
 b)  $\Delta i_{\omega} = 0,05 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 32$ ,  $I_{St} = 0,0110 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega v} = 0,0365 I_{\omega N}$   
 c)  $\Delta i_{\omega} = 0,08 \hat{i}_{\omega N}$ ,  $N = 24$ ,  $I_{St} = 0,0088 I_{\omega N}$ ,  $I_{\omega v} = 0,0540 I_{\omega N}$

### 6.3 Netzseitige OberschwingungsfILTER

#### 6.3.1 Allgemeines

Zur weiteren Verringerung der Oberschwingungen des Netzstromes und damit der Netzzurückwirkungen ist es naheliegend, eine Filterung vorzunehmen. Prinzipiell bietet sich neben einem Bandpaßfilter ein Tiefpaßfilter an. Da das auftretende Frequenzspektrum vom Toleranzband abhängt und zudem keine ausgeprägten Frequenzgruppen enthält, ist zur Verringerung der höheren Oberschwingungen und damit zur Verringerung des psophometrischen Störstromes ein passiver L-C-Tiefpaß effektiver als frequenzselektive Saugkreise. Die prinzipielle Filteranordnung ist in Bild 6.3.1/1 gezeigt.

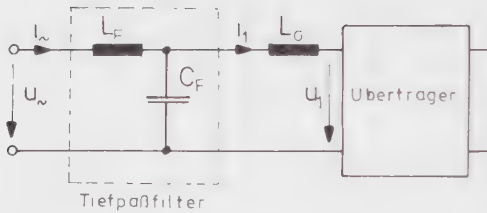


Bild 6.3.1/1 Netzfilteranordnung

An einen auf der Primärseite der Stromrichterschaltung angeordneten Tiefpaß sind folgende zum Teil widersprechende Anforderungen zu stellen.

1. Die Grundschiwingungsscheinleistung des Kondensators und der vorgeschalteten Drossel darf aus Platz-, Gewichts- und Kosten-gründen nicht zu groß sein.
2. Die Resonanzfrequenz ( Eckfrequenz ) muß genügend niedrig gewählt werden.
3. Die Anordnung soll verlustarm arbeiten.
4. Resonanzschwingungen müssen hinreichend gut gedämpft werden.

Speziell durch die Anforderungen 3. und 4. ist ein Filtereinsatz ohne aktive Dämpfung nur in Sonderfällen sinnvoll.

Zur aktiven Filterdämpfung durch die Stromrichterschaltung bieten sich z.B. zwei untersuchte Möglichkeiten an.

1. Die Toleranzbandregelung ist bei verschwindendem Toleranz - band eine Zweipunktregelung, deren Schalt Augenblicke vom Netzstrom abgeleitet werden. Diese eindimensionale Zweipunkt- regelung kann auf eine subzeitoptimale dreidimensionale Zwei- punktregelung der Zustandsgrößen  $i_w$ ,  $i_1$  und  $u_C$  des Filterkon- densators erweitert werden. Die Schalt Augenblicke werden dann durch eine vom Stromsollwert abhängige Schaltfläche im dreidimensionalen Zustandsraum bestimmt. Diese Regelung

eignet sich insbesondere für größere Filterkondensatoren, wie es z.B. bei Kompensationsanlagen der Fall ist. / 9 /

2. Eine zweite, einfachere Möglichkeit besteht darin, den Netzstromsollwert direkt so zu beeinflussen, daß die Filteranordnung gedämpft wird. Dieses Verfahren wird in Abschnitt 6.3.2 vorgestellt.

### 6.3.2 Aktive Filterdämpfung

Ein passiv gedämpfter L-C-Tiefpaß ist in Bild 6.3.2/1 dargestellt, wobei die Übertragereingangersatzspannungsquelle den Strom  $i_1$  im Toleranzband eines steuerbaren Sollwertes führt. Dieses Ersatzschaltbild kann wie in Abschnitt 6.1 in die zu überlagernden Ersatzschaltbilder der Grundschwingungsgrößen und Verzerrungsgrößen von Spannungen und Strömen aufgeteilt werden.

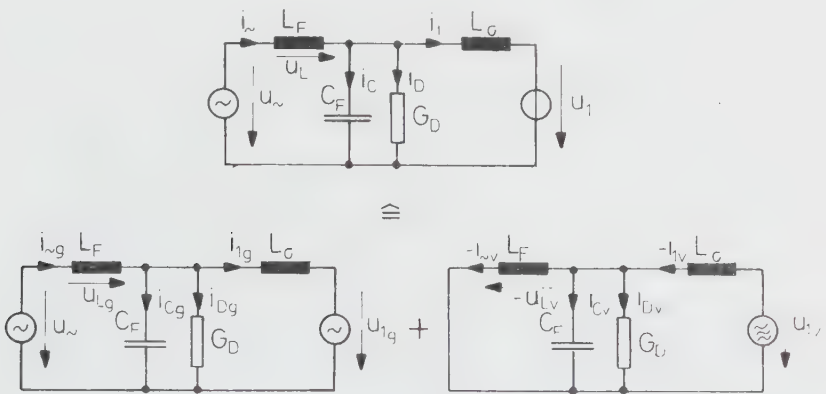


Bild 6.3.2/1 Gedämpfter Tiefpaß, Überlagerung eines Grund- und Oberschwingungsersatzschaltbildes

Die mit der Netzfrequenz schwingenden sinusförmigen Spannungen und Ströme des Grundschwingungsersatzschaltbildes (Index g) tragen

nicht zur Filterung bzw. zur Dämpfung bei. Die Filterübertragungsfunktion ist aus Bild 6.3.2/1 anzugeben.

$$F_F(s) = \frac{\mathcal{L}\{i_v\}}{\mathcal{L}\{u_v\}} = \frac{1}{s(L_F + L_C)(1 + s \frac{L_F \cdot L_C}{L_F + L_C} G_D + s^2 \frac{L_F \cdot L_C}{L_F + L_C} C_F)} \quad (6.3.2/1)$$

Der für die Dämpfung maßgebende Strom  $i_{Dv}$  folgt zu

$$i_{Dv} = -u_{Lv} \cdot G_D \quad (6.3.2/2)$$

Dieser Strom wirkt parallel zum Filterkondensator  $C_F$ . Die gleiche Dämpfungswirkung kann erreicht werden, wenn der Dämpfungsstrom  $i_{Dv}$  nicht durch einen realen Dämpfungsleitwert  $G_D$  erzeugt wird, sondern durch eine entsprechende Steuerung des Stromes  $i_1$ . Hierzu ist dem Sollwert des im Toleranzband geregelten Stromes  $i_1$  ein Dämpfungssollwert  $i_{Dv \text{ soll}}$

$$i_{Dv \text{ soll}} = -u_{Lv} \cdot G_D \quad (6.3.2/3)$$

zu überlagern.

Die Verzerrungsspannung  $u_{Lv}$  der Drossel  $L_F$  kann mit Hilfe eines Hochpasses oder des in /10/ vorgestellten Komponentenspaltes aus der Spannung  $u_L$  bzw. aus der Spannung des Kondensators  $C_F$  bestimmt werden. Ein einfacheres Verfahren besteht darin, den zusätzlichen Dämpfungssollwert proportional zur Drosselspannung  $u_L$  zu erzeugen.

$$i_{D \text{ soll}} = -u_L \cdot G_D \quad (6.3.2/4)$$

$$i_{D \text{ soll}} = -u_{Lg} \cdot G_D - u_{Lv} \cdot G_D \quad (6.3.2/5)$$

Der Stromanteil  $u_{Lg} \cdot G_D$  verläuft sinusförmig und ist in bezug auf die Netzspannung  $u_n$  und damit näherungsweise auch für die Grundschwingungsspannung am Kondensator  $C_F$  ein reiner Blindstrom, dessen Amplitude sich proportional zum Wirkstrom ändert.

Diese Blindstromkomponente kann durch eine konstant eingestellte  $\tan \varphi$  - Vorsteuerung kompensiert werden.

Eine derartige L-C-Netzstromfilterung mit aktiver Filterdämpfung wurde am Analogrechner exemplarisch am vierstufigen Betrieb untersucht. Die Daten der Streu- und Kopplungsinduktivität  $L_G$  und der Filterinduktivität  $L_F$  wurden in Anlehnung an die Dimensionierung in Abschnitt 5.2 zu

$$L_F + L_G = 3,4 \text{ mH} \quad (6.3.2/6)$$

mit

$$L_F = 1,7 \text{ mH} \quad (6.3.2/7)$$

gewählt.

Mit der Größe des Filterkondensators wurde der Grundschrwingungsblindstrom  $i_{Cg}$  im Bereich  $0,06 I_{\sim N} \leq I_{Cg} \leq 0,2 I_{\sim N}$  eingestellt. Der Zusatzkoppelplan und die Potentiometerliste ist dem Anhang A5 zu entnehmen. Der Sollwert des Dämpfungsstromes  $i_{D \text{ soll}}$  wurde von den zur Regeleinrichtung fñhrenden Meßwerten der Stellerströme subtrahiert, wobei ein effektiver Dämpfungsleitwert von

$$G_D = 0,3 \frac{I_{\sim N}}{U_{\sim N}} \quad (6.3.2/8)$$

eine hinreichend gute Dämpfung ergab.

In den Bildern 6.3.2/2 und 6.3.2/3 sind für einen Kondensator mit  $I_{Cg} = 0,15 I_{\sim N}$  die Sekundärgrößen  $u_d$ ,  $i_d$ , die Netzspannung  $u_{\sim}$ , der gefilterte Netzstrom  $i_{\sim}$  und die Summe der Stellerströme  $i_1$  mit und ohne aktive Filterdämpfung aufgezeichnet, wobei durch Steuerung des Blindstromes über den  $\tan \varphi$  - Eingang der Phasenwinkel zwischen gefiltertem Netzstrom  $i_{\sim}$  und der Netzspannung  $u_{\sim}$  zu null gestellt wurde.

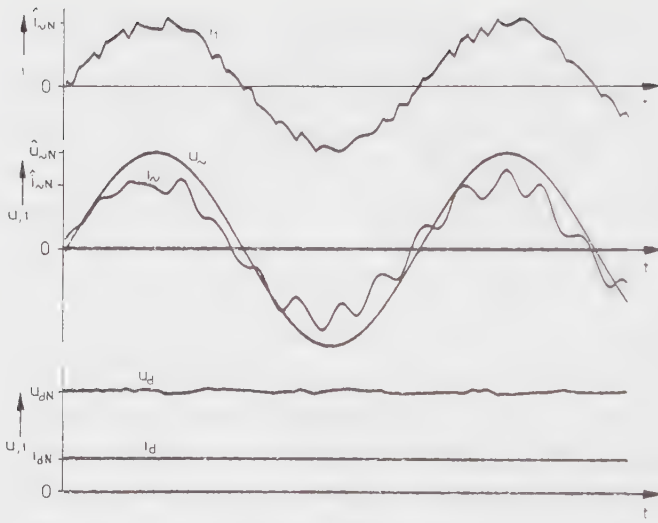


Bild 6.3.2/2 Ungedämpfte Filterung,  $I_{Cg} = 0,15 I_{\sim N}$

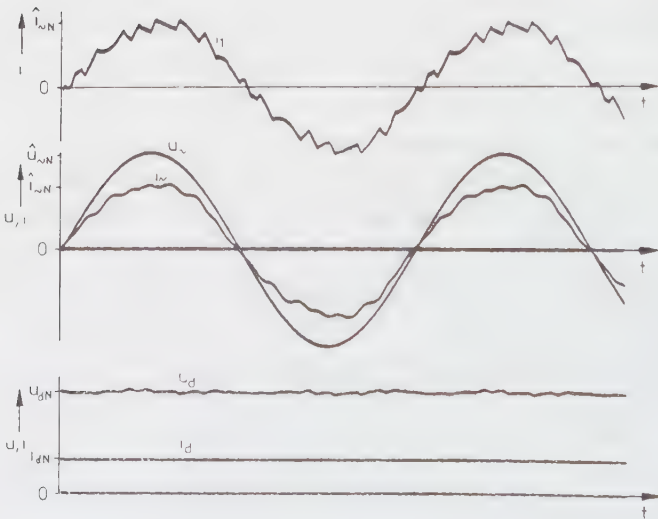


Bild 6.3.2/3 Aktiv gedämpfte Filterung,  $I_{Cg} = 0,15 I_{\sim N}$

Im Diagramm Bild 6.3.2/4 ist der psophometrische Störstrom  $I_{St}$  und der Verzerrungsstrom  $I_{\sim V}$  des gefilterten Netzstromes  $i_{\sim}$  in Abhängigkeit von der Grundschiwingung des Kondensatorstromes und damit der Kondensatorgröße aufgetragen.

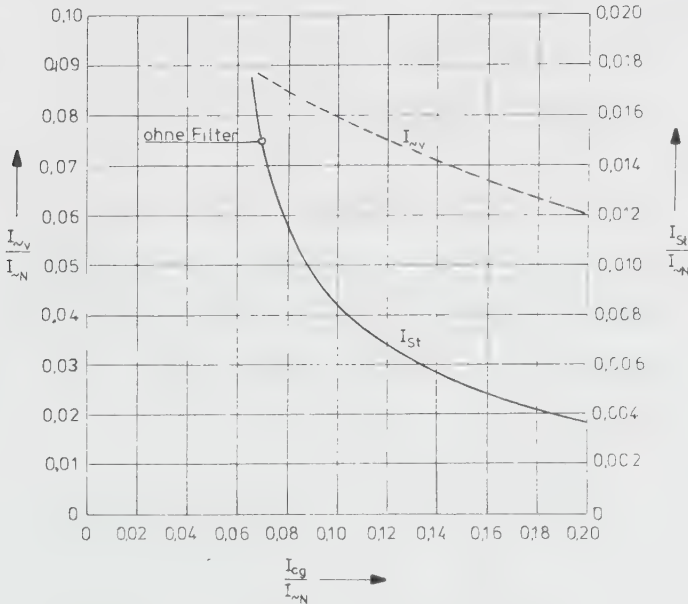


Bild 6.3.2/4  $I_{St}$ ,  $I_{\sim V}$  in Abhängigkeit von  $I_{Cg}$

Die Toleranzbandbreite betrug  $\Delta i_{\sim} = 0,06 \hat{i}_{\sim N}$ .

Aus dem Diagramm ist zu entnehmen, daß bei zu kleinen Kondensatoren eine Vergrößerung des psophometrischen Störstromes und des Verzerungsstromes gegenüber dem Betrieb ohne Filter auftreten kann.

Dieses ist auf die dann nicht mehr ausreichend zu dämpfenden höheren Resonanzschwingung des Filters zurückzuführen.

## 6.4 Sondermaßnahmen zur Netzbeeinflussung

### 6.4.1 Speisung des Magnetisierungsstromes vom Sekundärkreis

In der Traktionstechnik müssen bei der Dimensionierung der Einspeisetransformatoren die Platz- und Gewichtsverhältnisse berücksichtigt werden. Dieses führt dazu, daß bei Nennspannungen und Überspannungen durch die Sättigung der magnetischen Kreise ein relativ großer, stark verzerrter Magnetisierungsstrom aus dem Netz bezogen wird.

Die Verzerrungen des Magnetisierungsstromes bestehen im wesentlichen aus der 3. und 5. Oberschwingung und können bis zu 20 % des Nennstromes betragen. Der gesamte Magnetisierungsstrom kann durch die unterlagerte Stromregelung im Prinzip fast vollständig vom Sekundärkreis geliefert werden. Hierzu ist der Istwert des im Toleranzband des sinusförmigen Sollwertes geregelten Netzstromes nicht aus den einzelnen Stellerströmen durch Addition in der Regeleinrichtung zu bilden, sondern ist auf der Primärseite des Transformators zu messen und als Netzstromistwert der Regeleinrichtung zuzuführen.

Hierdurch wird erreicht, daß der in den Transformator fließende Strom sinusförmig geregelt wird, während die Stellerströme den Magnetisierungsstrom liefern. Diese Steuerungsmaßnahme wurde auf dem Analogrechner beispielhaft für den vierstufigen Betrieb untersucht.

Eine dem Transformator entsprechende nichtlineare Hauptinduktivität wurde mit Hilfe eines Integrierers und einer nichtlinearen Kennlinie simuliert. Siehe hierzu /11/.

Bild 6.4.1/1 zeigt einen Betriebsfall, bei dem der Magnetisierungsstrom vom Wechselspannungsnetz geliefert wird.

In Bild 6.4.1/2 ist der gleiche Betriebsfall dargestellt. Der Magnetisierungsstrom wird von den beiden Stellerströmen geliefert.

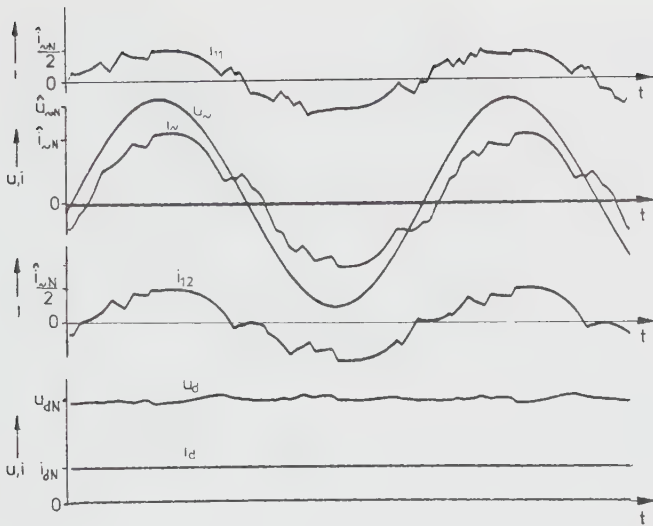


Bild 6.4.1/1 Magnetisierungsstrom vom Wechselspannungsnetz

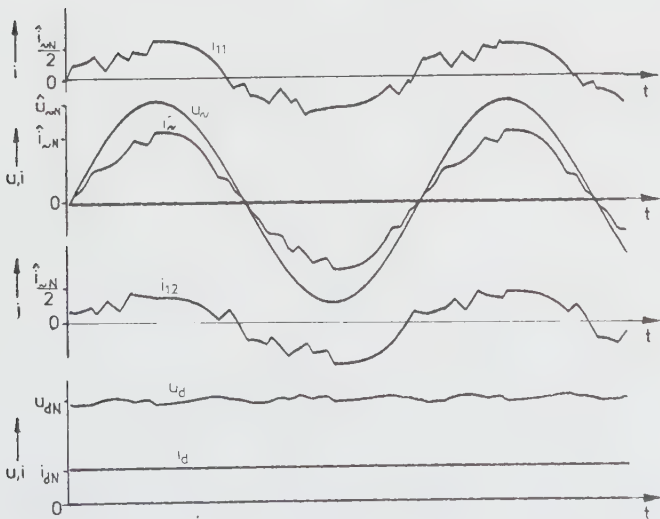


Bild 6.4.1/2 Magnetisierungsstrom vom Gleichspannungs-zwischenkreis

#### 6.4.2 Netzspannungsregelung

Durch die Konzeption der übergeordneten Sekundärkreisregelung in Verbindung mit der unterlagerten Primärkreisregelung ist es bei Verwendung von Vier-Quadrant-Stellern möglich, den Blindstromsollwert des Netzstromes in weiten Grenzen frei einzustellen.

Dieser zusätzliche Steuereingang kann neben den bereits in Abschnitt 5.2 und 6.2 erwähnten Aufgaben auch zur Netzspannungsstabilisierung und damit zur Verminderung der Übertragungsverluste herangezogen werden. Die Netzimpedanzen der Fahrleitungen sind ohm'sch-induktiv, wobei der ohm'sche Anteil rund 80 % vom induktiven Anteil beträgt. Spannungsüberhöhungen können durch einen induktiven Blindstrom, Spannungsabsenkungen durch einen kapazitiven Blindstrom teilweise kompensiert werden.

## 7 Zusammenfassung

Es wird ein in / 1 / vorgestelltes, einphasiges, netzrückwirkungsarmes Stromrichterschaltungsprinzip untersucht. Das Schaltungsprinzip geht davon aus, daß durch entsprechende Steuerung löschbarer Stromrichterventilzweige ein einphasiges Wechselspannungsnetz mit einem nahezu sinusförmigen Netzstrom belastet wird, während auf der Gleichspannungsseite ein Gleichstrom bei nahezu glatter Gleichspannung an einen Verbraucher abgegeben werden kann. Ausgehend von einer Analyse der Spannungs-, Strom- und Leistungsbeziehungen auf der Primär- und Sekundärseite der als Zweitor betrachteten Stromrichterschaltung werden Regel- und Steuerprinzipien entwickelt, die für alle nach dem in / 1 / vorgestellten Schaltungsprinzip arbeitende Stromrichterschaltungen anzuwenden sind. Neben einer übergeordneten Sekundärkreisregelung ist eine unterlagerte Primärkreisregelung vorgesehen. Diese unterlagerte Stromregelung ist als Dreipunktregelung ausgeführt. Durch eine entsprechende optimale Stellgrößenauswahl wird der Netzstrom mit minimaler Netzurückwirkung im Toleranzband eines sinusförmigen Sollwertes geregelt. Diese für einen allgemeinen n-stufigen Übertrager als Stromrichterzweitor entwickelte Stromregelung wird auf die netzseitige Parallelschaltung bzw. Reihen- und Parallelschaltung mehrstufiger Übertragerschaltungen mit einem bzw. mehreren Gleichspannungszwischenkreisen übertragen.

Ein konkretes Anwendungsbeispiel aus der Traktionstechnik, bestehend aus zwei Gleichspannungszwischenkreisen mit jeweils zwei parallelen Einspeisestromrichterschaltungen wird auf dem Analogrechner untersucht. Hierzu ist die gesamte Regel- und Steuereinrichtung mit industriellen Bauteilen aufgebaut, so daß nur die energietechnischen Komponenten auf dem Analogrechner simuliert werden. Die Analogrechnersimulation bestätigt neben der sehr guten dynamischen Störgrößenausregelung der übergeordneten Sekundärkreisregelung die im stationären Betrieb

durch die optimale Stellgrößenauswahl erreichte netzrückwirkungsarme Betriebsweise. Die Ergebnisse sind durch Oszillogramme dokumentiert. Zur qualitativen Aussage über die Netzzrückwirkungen werden mit Hilfe eines an den Analogrechner gekoppelten Mikrorechners Fourieranalysen des Netzstromes durchgeführt. Aus den Fourierkoeffizienten wird der Effektivwert des Verzerrungsstromes und ein frequenzabhängig bewerteter, sogenannter psophometrischer Störstrom bestimmt.

Die in Diagrammen dargestellten Ergebnisse verdeutlichen die erreichte Verringerung der Netzzrückwirkungen gegenüber derzeit bekannten anderen Schaltungen. Als weiteren Beitrag zur Verringerung der Netzzrückwirkungen wird eine netzseitige L-C-Tiefpaßfilterung mit einer aktiven Dämpfungsregelung vorgestellt, wodurch auch bei zwei- bzw. vierstufigen Stromrichterschaltungen eine weitere Verringerung der Netzzrückwirkungen erreicht werden kann.

Ein Vergleich der hier erzielten Ergebnisse mit anderen Schaltungen bzw. Steuerverfahren ist nur hinsichtlich der Netzzrückwirkungen möglich, da von der Dynamik entsprechender Schaltungen keine zum Vergleich geeigneten Daten veröffentlicht sind.

Die Netzzrückwirkungen, d.h. die Netzstromverzerrungen sind für den vierstufigen Betrieb mit den in /2/ veröffentlichten Oszillogrammen zu vergleichen. Die in /2/ berechneten Steuerwinkel erzeugen die für eine vorgegebene Schaltzahl minimalen Stromverzerrungen. Ein Vergleich von Bild 6/5 in /2/ mit Bild 5.4.3/3 zeigt, wie gut die Annäherung an diesen Idealverlauf des Netzstromes erreicht ist.

Vergleicht man andere Steuerverfahren bzw. Schaltungen /4/, /12/ so zeigt sich, daß die resultierenden Schaltzahlen des Netzstromes bei vergleichbarer Annäherung an die Sinusform wesentlich höher liegen als die durch die optimale Stellgrößenauswahl erreichten Schaltzahlen von 22 bis 26 pro Netzperiodendauer.

Ein Vergleich der erreichten Dynamik ist nur an der theoretischen Umladegeschwindigkeit des Gleichspannungszwischenkreises möglich. Hierzu kann die in Bild 5.4.3/1 gezeigte lineare Laststromänderung innerhalb einer Netzperiode herangezogen werden. Die maximal auftretende Gleichspannungsänderung beträgt  $\pm 0,05 u_{dN}$ . Bestimmt man die theoretische minimale rechteckförmige Gleichspannungsänderung, die notwendig ist, die Amplitude des Reihenschwingkreisstromes innerhalb einer Netzperiode von null aus auf den Nennwert linear zu ändern, so ergibt sich nach Gleichung 2.2/15 eine minimale Gleichspannungsänderung von  $\pm 0,037 u_{dN}$ . Betrachtet man eine realistischere sinusförmige Gleichspannungsänderung, so ergibt sich für die gleiche Änderungs-geschwindigkeit des Reihenschwingkreisstromes nach Gleichung 2.2/17 eine Gleichspannungsänderung von  $\pm 0,047 u_{dN}$ . Dieser Vergleich zeigt, daß die erreichte Dynamik sehr dicht an der theoretisch möglichen Grenze liegt.

## Anhang

### A1 Näherungsvergleich

Zur Beurteilung der Näherungsgleichungen ( 2.3/10 ) und ( 2.3/11 ) wird für eine Laststromänderung  $i_d^* = 0,5 - 0,5 \cos m \omega t$  die Sekundärleistung  $p_2^*$  nach den Gln. ( 2.2/20 ) bis ( 2.2/26 ) in Abhängigkeit vom Modulationsfrequenzfaktor  $m$  berechnet. Diese Sollleistung wird mit einer durch die Näherungsgleichungen ( 2.3/10 ) und ( 2.3/11 ) von  $i_d^*$  und damit von  $m$  abhängigen Primärleistung  $p_1^*$  für die Kenngrößen einer in Abschnitt 5 dimensionierten Schaltung verglichen. Während in Bild A1/1 der Verlauf von  $p_{2\text{ soll}}^*$  und  $p_1^*$  für  $m=0,66$  exemplarisch aufgezeichnet ist, zeigt Bild A1/2 die maximal auftretende auf die Netzperiodendauer und Nennleistung normierte Energieabweichung  $|\Delta E^*|$  in Abhängigkeit von  $m$  mit und ohne Berücksichtigung der durch Gl. ( 2.3/11 ) gegebenen  $i_d^*$ -abhängigen Netzstromkomponente  $i_{\sim c}^*$ .

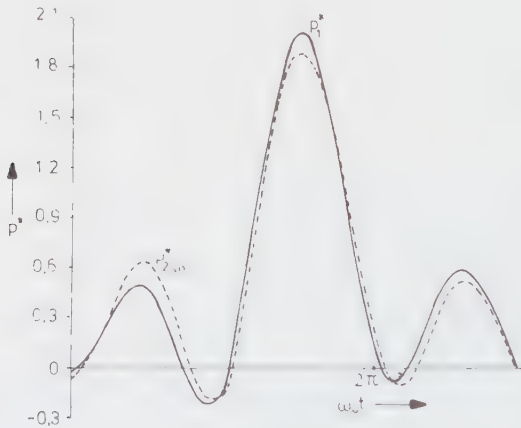


Bild A1/1

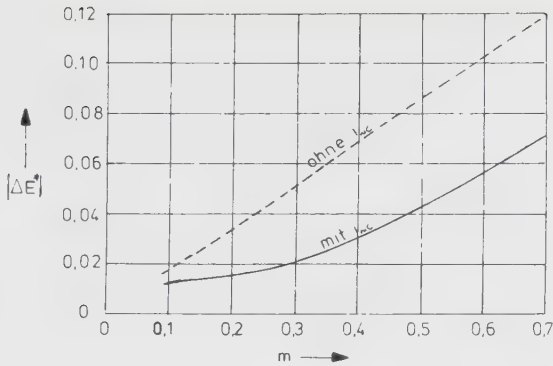


Bild A1/2

## A2 Berechnung eines äquivalenten Dämpfungsleitwertes

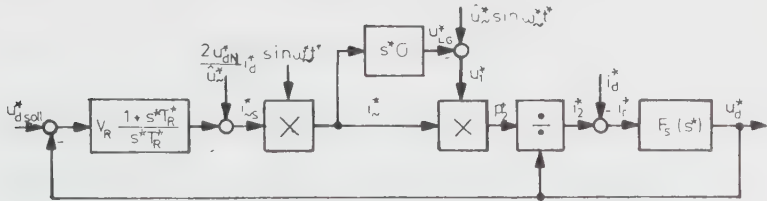


Bild A2/1

Mit dem Ansatz

$$u_d^* = u_{dN}^* - \Delta u_d^* \sin \omega t^* \quad \Delta u_d^* \ll u_{dN}^* \quad , \quad (\text{A2/1})$$

folgen die Größen in Bild A2/1 zu

$$i_{cs}^* = V_R \Delta u_d^* \sin \omega t^* - \frac{V_R \Delta u_d^*}{\omega^* T_R^*} \cos \omega t^* + \frac{2 u_{dN}^*}{\hat{u}_{cs}^*} i_d^* \quad (\text{A2/2})$$

$$i_{cs}^* = i_s^* \sin \omega t^* - i_c^* \cos \omega t^* + i_{cs}^* \quad . \quad (\text{A2/3})$$

$$i_{\sim}^* = (i_s^* \sin \omega^* t^* - i_c^* \cos \omega^* t^* - i_{\sim}^*) \sin \omega_{\sim}^* t^* \quad (\text{A2/4})$$

$$u_1^* = u_{\sim}^* - G i_{\sim}^* = (\hat{u}_{\sim}^* - G \omega (i_s^* \cos \omega^* t^* + i_c^* \sin \omega^* t^*) \sin \omega_{\sim}^* t^* - G \omega_{\sim}^* (i_s^* + i_s^* \sin \omega^* t^* - i_c^* \cos \omega^* t^*) \cos \omega_{\sim}^* t^*) \quad (\text{A2/5})$$

$$p_2^* = p_1^* = u_1^* i_{\sim}^* \quad (\text{A2/6})$$

Setzt man für die Bestimmung der Gleichleistung  $p_d^* = u_{dN}^* i_d^*$ , so wird ausschließlich die Dämpfungswirkung der Sekundärkreisregelung berücksichtigt. Für eine Dämpfung des Gleichspannungszwischenkreises entsprechen der Kennlinie 2 in Bild 3.2/3 ergibt sich der Dämpfungsstrom zu

$$i_D^* = (u_d^* - u_{dN}^*) G_D^* = -\Delta u_d^* G_D^* \sin \omega^* t^* \quad (\text{A2/7})$$

Um den  $i_D$ -proportionalen Anteil aus dem Reaktanzstrom  $i_r^* = (p_2^* - p_d^*)/u_d^*$  zu bestimmen, wird aus der Leistung  $p_r^* = p_2^* - p_d^*$  der zur Leistung  $p_D^* = u_d^* i_D^*$  proportionale Anteil bestimmt.

$$p_D^* = u_d^* i_D^* = -\Delta u_d^* G_D^* \sin \omega^* t^* (u_{dN}^* - \Delta u_d^* \sin \omega^* t^*). \quad (\text{A2/8})$$

Auf den Effektivwert 1 normiert und durch \*\* gekennzeichnet folgt

$$p_D^{**} = \frac{-G_D^*}{P_D^{**}} \left( \frac{\Delta u_d^{*2}}{2} \cos 2\omega^* t^* - \frac{\Delta u_d^{*2}}{2} + \Delta u_d^* u_{dN}^* \sin \omega^* t^* \right) \quad (\text{A2/9})$$

mit

$$P_D^* = G_D^* U_D^{*2} \quad (\text{A2/10})$$

$$U_D^* = \frac{\Delta u_d^{*2}}{8} + \frac{\Delta u_d^{*2}}{2} + \frac{\Delta u_d^{*2} u_{dN}^{*2}}{2} \approx \frac{\Delta u_d^{*2} u_{dN}^{*2}}{2} \quad (\text{A2/11})$$

Der Dämpfungsleitwert  $G_D^*$  läßt sich aus der Korrelation

$$P_D^* = -G_D^* U_D^{*2} = \frac{1}{T^*} \int_0^{T^*} p_r^* p_D^* dt^* \quad (\text{A2/12})$$

( $T^*$  Periodizität von  $p_r^*, p_D^*$ )

bestimmen.

Nur die Terme von  $p_r^*$  die die gleichen Frequenzen enthalten wie  $p_D^{**}$  tragen einen Anteil zum Integral bei. Sortiert man  $p_r^*$  nach den Frequenzen von  $p_D^{**}$ , so folgt

$$p_r^* = p_2^* - p_d^* = 0,5 \cdot G \cdot \omega^* i_s^* i_c^* \cos 2\omega^* t^* + 0,5 \cdot (\hat{u}_s^* i_s^* - G \omega^* i_c^* i_-^*) \sin \omega^* t^* + \Delta p_r^* , \quad (A2/13)$$

wobei  $\Delta p_r^*$  zu  $p_D^{**}$  orthogonal ist.

Aus Gl. (A2/12) folgt

$$G_D^* U_D^{*2} = \frac{1}{U_D^*} \left( \frac{\Delta u_d^2}{8} \cdot G \omega^* i_s^* i_c^* + \frac{\Delta u_d^2}{4} u_{dN}^* (\hat{u}_s^* i_s^* - G \omega^* i_c^* i_-^*) \right) \quad (A2/14)$$

Mit der Näherung in Gl. (A2/11) ergibt sich für  $G_D^*$

$$G_D^* = \frac{V_R}{2 u_{dN}^*} \left( \hat{u}_s^* - i_-^* \frac{G}{T_R^*} \right) + \frac{\Delta u_d^2}{4 u_{dN}^*} \cdot V_R^2 \cdot \frac{G}{T_R^*} . \quad (A2/15)$$

Da der zweite Term  $\approx 0$  und  $\Delta u_d^* \ll u_{dN}^*$  ist, gilt

$$G_D^* \approx V_R \frac{\hat{u}_s^*}{2 u_{dN}^*} \left( 1 - \frac{T_1^*}{T_R^*} \right) . \quad (A2/16)$$

### A 3 Maximale Stromabweichung

Zur Bestimmung der maximalen Stromabweichung aus dem Toleranzband ist voranzusetzen, daß zum Zeitpunkt  $t_1^*$  der Strom  $i_s^*$  die obere Toleranzbandgrenze erreicht hat und daß gilt

$$u_d^* = u_{1 \text{ soll}}^* = \hat{u}_{1 \text{ soll}}^* \sin \omega_s^* t_1^* \quad (A3/1)$$

und zur Zeit  $t_2^* > t_1^*$  wiederum gilt

$$u_d^* = \hat{u}_{1 \text{ soll}}^* \sin \omega_s^* t_2^* . \quad (A3/2)$$

Die maximale Stromabweichung  $\delta i_s^*$  berechnet sich zu

$$\delta i_s^* = \frac{2}{G} \int_{\omega_s^* t_1^*}^{\omega_s^* t_2^*} (\hat{u}_{1 \text{ soll}}^* \sin \omega_s^* t^* - u_d^*) d\omega_s^* t^* . \quad (A3/3)$$

$$\delta i^* = \frac{4}{G} \hat{u}_{1 \text{ soll}}^* \cos \omega_{t1}^* - \frac{2 u_d^*}{G} (\omega_{t2}^* - \omega_{t1}^*), \quad (\text{A3/4})$$

Mit

$$\frac{\omega_{t2}^* - \omega_{t1}^*}{2} = \arccos \frac{u_d^*}{\hat{u}_{1 \text{ soll}}^*} \quad (\text{A3/5})$$

und

$$\cos \omega_{t1}^* = \sqrt{1 - \frac{u_d^2}{\hat{u}_{1 \text{ soll}}^2}} \quad (\text{A3/6})$$

folgt

$$\delta i_{\sim}^* = \frac{4 \hat{u}_{1 \text{ soll}}^*}{G} \sqrt{1 - \frac{u_d^2}{\hat{u}_{1 \text{ soll}}^2}} - \frac{4 u_d^*}{G} \arccos \frac{u_d^*}{\hat{u}_{1 \text{ soll}}^*} \quad (\text{A3/7})$$

$$\delta i_{\sim}^* = \frac{4}{G} \left( \sqrt{\hat{u}_{1 \text{ soll}}^2 - u_d^2} - u_d^* \arccos \frac{u_d^*}{\hat{u}_{1 \text{ soll}}^*} \right) \quad (\text{A3/8})$$

#### A 4 Potentiometerberechnung und Potentiometerliste

Für die Simulation wurden folgende Maximalwerte als Normierungsgrößen gewählt.

$$U_{\max} = 3,5 \text{ kV} \quad (\text{A4/1})$$

$$I_{\max} = 3,375 \text{ kA}$$

Normiert man die zur Simulation notwendigen Gleichungen auf diese so gewählten Maximalwerte und kennzeichnet die so normierten Größen durch \*, so läßt sich zB. aus

$$i = \frac{1}{L} \int u \, dt \quad (\text{A4/2})$$

die normierte Gleichung

$$i_{\sim}^* \frac{i}{I_{\max}} = \int u^* \frac{U_{\max}}{L I_{\max}} \, dt = \int u^* \chi_i^* \cdot K \, dt \quad (\text{A4/3})$$

bestimmen, wobei mit  $\chi_i$  der Potentiometerwert und mit  $K$  der Integrationsfaktor bezeichnet ist. Für die in Bild 5.4.1/1 bezeichneten Potentiometer sind die Werte in der Tabelle A4/1 aufgelistet.

| Pot. -Nr. | K s | Wert   | Bemerkung     |
|-----------|-----|--------|---------------|
| 1,2       | 10  | 0,1047 | Kreisfrequenz |
| 3         | 1   | 0,8000 | Netzspannung  |
| 4         | 1   | 0,9470 | Anpassung     |
| 5         | 100 | 0,1700 | $L_1$         |
| 6         | 1   | 0,8680 |               |
| 7,9       | 1   | 0,0040 | $R_G$         |
| 8,10      | 10  | 0,2023 | $4 L_G$       |
| 11        | 1   | 0,8000 | $u_d(0)$      |
| 12        | 1   | 0,8766 | $C_p$         |
| 13        | 1   | 0,0030 | $R_s$         |
| 14        | 1   | 0,3345 | $L_s$         |
| 15        | 10  | 0,1310 | $C_s$         |
| 16        | 1   | 0,3800 | $i_d$         |
| 17        | 10  | 0,2109 | Anpassung     |

Tabelle A4/1 Potentiometerwerte

#### A 5 Zusatzkoppelplan zur Netzfiltersimulation

Die Simulation des Netzfilters wurde durch die in Bild A5/1 dargestellte Zusatzprogrammierung vorgenommen. Der Koppelplan Bild 5.4.1/1 bleibt weitgehend erhalten. Zur Erzeugung der Spannung  $u_L$  wurde lediglich die Größe  $u_{\sim}$  durch  $u_c^*$  ersetzt. Damit die effektive Kopplungsinduktivität  $L_{G \text{ res}} = 3,4 \text{ mH}$  beträgt, wurden die Potentiometer 5,8 und 10 der Tabelle A4/1 geändert. Diese geänderten Potentiometerwerte und die Werte der Potentiometer in Bild A5/1 sind in der Tabelle A5/1 aufgeführt. Zusätzlich wurden zu den zur Regeleinrichtung führenden Stellerströmen der halbe negative Sollwert des Dämpfungsstromes addiert, so daß eine zusätzliche Änderung des Netzstromsollwertes innerhalb der Regeleinrichtung entfiel.



Literaturverzeichnis

- /1/ Depenbrock, M. : Einphasen-Stromrichter mit sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrößen.  
ETZ-A Bd 94 ( 1973 ), S. 466-471 .
- /2/ Daum, D. : Untersuchung eines Einphasen-Stromrichters mit nahezu sinusförmigem Netzstrom und gut geglätteten Gleichgrößen.  
Diss. Ruhr-Universität Bochum 1974.
- /3/ Klinger, G. : Regelungstechnische Untersuchung einer Einphasen-Stromrichterschaltung mit harmonisch zeitvariantem Übertrager.  
IFAC-Symposium, Düsseldorf, 7.-9.10.1974, Bd.1, S.443-456 .
- /4/ Kehrmann, H., Lienau, W. , Nill, R. : Vierquadrantensteller-eine netzfreundliche Einspeisung für Triebfahrzeuge mit Drehstromantrieb.  
El. Bahnen Bd.45 ( 1974 ) H. 4 .
- /5/ Grünewald, M. : Bestimmung der Amplitude von Wechselgrößen durch Division mit einer harmonischen Basisfunktion.  
Laborarbeit Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum 1974.
- /6/ Kunz, U. : Ein geregelter Einphasenstromrichter mit geringer Netzurückwirkung.  
Archiv für Elektrotechnik 59 ( 1977 ) S. 201-209 .
- /7/ Helmig, H. : Toleranzbandgeregelte Leistungsübertragung mittels Zwei-Quadrant-Steller.  
Diplomarbeit Nr. 24 Lehrstuhl EAEE , Ruhr-Universität Bochum .
- /8/ Klinger, G. : Beschreibung der Regel- und Steuereinrichtung für eine Einphasen-Stromrichterschaltung zur Bahneinspeisung.  
Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum 1978.

- /9/ Exeler, B. : Untersuchung einer subzeitoptimalen Regelung für eine Kompensationsschaltung.  
Diplomarbeit Nr. 23 Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum.
- /10/ Klinger, G. : Wechselstromkomponentenspalter.  
etz-b Bd. 26 ( 1974 ) H 17 S. 433-434 .
- /11/ Jerman, R. : Untersuchung einer Toleranzbandsteuerung in Verbindung mit einem Traktionstransformator mit nichtlinearer Hauptinduktivität.  
Diplomarbeit Nr. 25 Lehrstuhl EAEE, Ruhr-Universität Bochum.
- /12/ Schlunegger, H. : Untersuchung eines netzrückwirkungsarmen, zwangskommutierten Triebfahrzeug-Stromrichters zur Einspeisung eines Gleichspannungszwischenkreises aus dem Einphasennetz.  
Diss. Technische Hochschule Zürich 1977.
- /13/ Klinger, G. : Toleranzbandgeregelte Einphasen-Stromrichterschaltung mit optimaler Stellgrößenauswahl.  
ETZ-A, Bd. 97 (1976 ) H. 2 S. 87-90.
- /14/ Klinger, G. : Tolerance band controlled single phase convertor circuit with minimum interactions between convertor and supply by optimumcontrolparallel operation.  
IFAC-Symposium, Düsseldorf, 3.-5. 10.1977 S. 769-775.
- /15/ Pfeiffer, E. : Untersuchung eines Verfahrens zur netzrückwirkungsfreien Leistungssteuerung.  
Diss. TU Berlin 1977.

### Formelzeichen und Begriffe

Die häufig auftretenden nicht jeweils neu erklärten Formelzeichen und Begriffe lauten

|               |                                               |
|---------------|-----------------------------------------------|
| A             | logische Größe, Matrix                        |
| a             | Kenngroße des Reihenschwingkreises            |
| B             | Vektor                                        |
| b             | Kenngroße des Parallelkondensators            |
| C             | Kondensator, Vektor                           |
| c,d           | Konstante                                     |
| D             | Diode                                         |
| e             | logische Größe                                |
| F             | Übertragungsfunktion                          |
| f             | Basisfunktion, Frequenz                       |
| G             | Leitwert                                      |
| I,i           | Effektivwert und Augenblickswert des Stromes  |
| J             | Stromquelle                                   |
| i,j,k,l,m,n,p | ganzzahlige Parameter                         |
| k             | Konstante                                     |
| L             | Drossel                                       |
| P,p           | Mittelwert und Augenblickswert der Leistung   |
| R             | Widerstand                                    |
| r             | relative Spannungsänderung                    |
| s             | komplexe Frequenz                             |
| T             | Zeitkonstante, Thyristor                      |
| t             | Zeit                                          |
| U,u           | Effektivwert und Augenblickswert der Spannung |
| V             | Verstärkungsfaktor, Energiefunktion           |
| X             | Reaktanz                                      |
| x             | Zustandsgröße                                 |
| Y             | Admittanz,                                    |
| Z             | Impedanz, Zustand                             |

|                             |                                 |
|-----------------------------|---------------------------------|
| $\alpha, \gamma, \psi$      | logische Größen                 |
| $\varepsilon, \xi, \varphi$ | Winkel                          |
| $\kappa$                    | Potentiometerwert               |
| $\delta, \Delta$            | Änderung                        |
| $\sigma$                    | Streumaß                        |
| $\nu$                       | Ordnungszahl der Oberschwingung |
| $\pi$                       | Kreiszahl                       |
| $\omega$                    | Kreisfrequenz                   |
| $\zeta$                     | Dämpfungskonstante              |
| $\wedge, \vee$              | logische UND, ODER Verknüpfung  |

#### Indizes

|        |                                       |
|--------|---------------------------------------|
| b      | Blindgröße                            |
| c      | cosinusförmig, Kondensatorgröße       |
| D      | Dämpfung                              |
| d, -   | Gleichgrößen                          |
| $\sim$ | Wechselgrößen                         |
| F      | Filtergrößen                          |
| g      | Grundschwingungsgrößen                |
| G      | Gruppe                                |
| K      | Kurzschluß, Kennlinie                 |
| N      | Nenngrößen                            |
| p      | Parallelkondensatorgrößen             |
| o      | Bezugsgrößen                          |
| R      | Reglergrößen                          |
| r      | Reaktanzkreisgrößen                   |
| S      | Kennzeichnung für Summe               |
| s      | sinusförmig, Reihenschwingkreisgrößen |
| St     | Störgrößen                            |
| st     | stationär                             |
| v      | Verzerrung                            |
| w      | Wirkgröße                             |
| max    | maximal                               |

### Hochgestellte Zeichen

|                                |                                     |
|--------------------------------|-------------------------------------|
| $\wedge$                       | Scheitelwert                        |
| $\sim$                         | transformierte Größen               |
| $\ast \ast \ast \times$<br>, , | normierte Größen                    |
| $\circ$                        | nach der normierten Zeit abgeleitet |

### Sonderzeichen

|                    |                        |
|--------------------|------------------------|
| $\mathcal{L}\{ \}$ | Laplace-Transformation |
| $   $              | Betrag                 |



## Lebenslauf

- Familienstand      Hans Gottfried Klinger, geboren am 6.6.1946 in Friedrichskoog III / Holstein, verheiratet seit 1967, zwei Kinder.
- Ausbildung          Volksschule, Realschule, Abschluß März 1964 mit der Mittleren Reife.
- Von April 1964 bis März 1966 zweijähriges Praktikum bei der Firma Siemens AG.
- Von April 1966 bis Februar 1969 Besuch der Ingenieurschule für Elektrotechnik in Hagen. Abschluß Ing. grad. mit Prädikat Hochschulreife.
- Von März 1969 bis September 1969 Tätigkeit bei der Bundespost.
- Von Oktober 1969 bis Februar 1974 Studium der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum. Fachrichtung Leistungselektronik. Abschluß Dipl.-Ing.
- Ab März 1974 Wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Erzeugung und Anwendung elektr. Energie der Ruhr-Universität Bochum.





